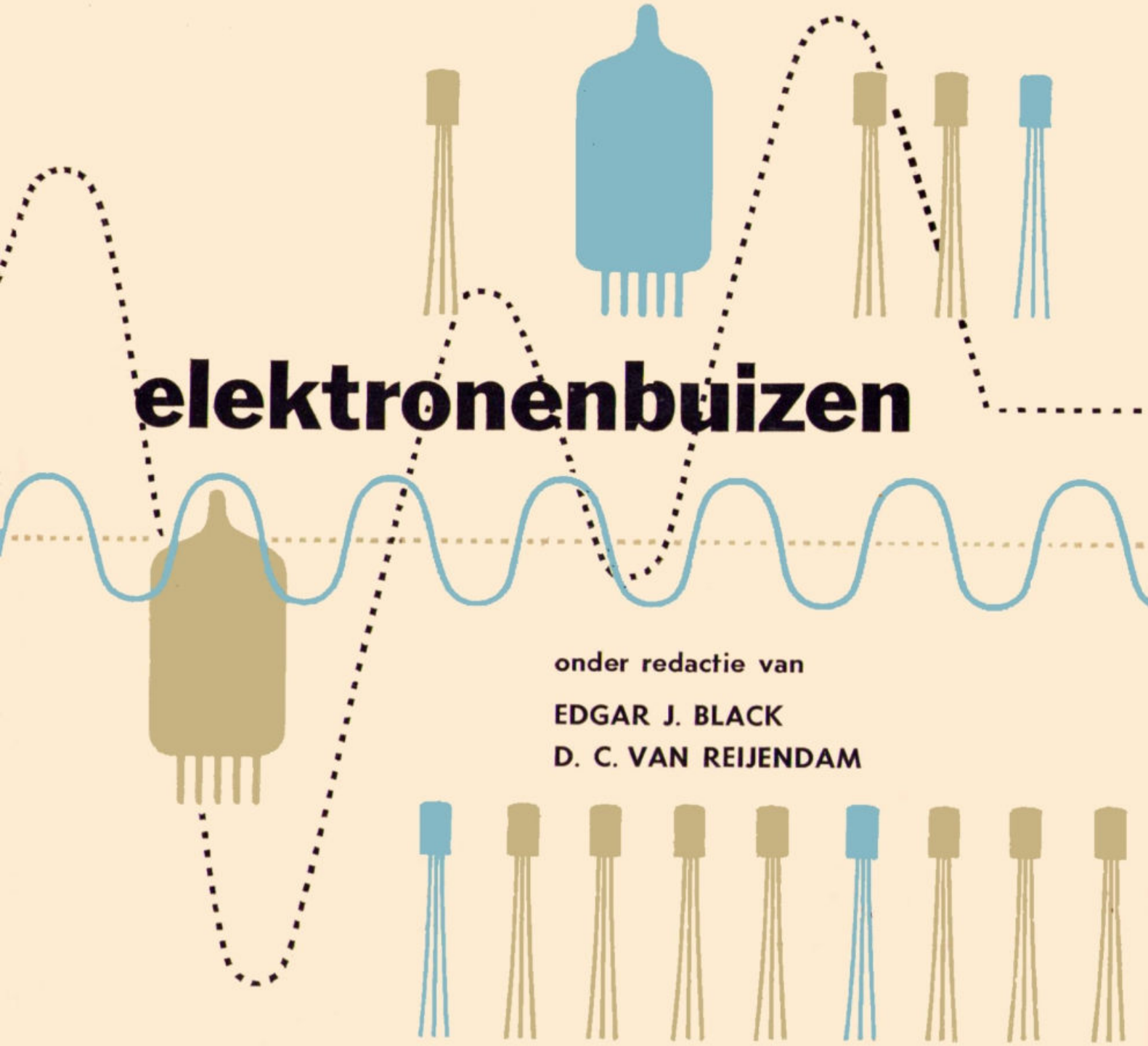
RADIO-SERVICETECHNIEK



elektronenbuizen

onder redactie van

EDGAR J. BLACK

D. C. VAN REIJENDAM

kader REEKS

Gescand en gerestaureerd door Jos Verstraten - 2024

ELEKTRONENBUIZEN

N.V. UITGEVERSMAATSCHAPPIJ CENTREX — EINDHOVEN

Radio- Servicetechniek

ELEKTRONENBUIZEN

onder redactie van

EDGAR J. BLACK

en

D. C. VAN REIJENDAM

kader REEKS

Mededeling van de uitgever:

Dit boek bevat 124 pagina's en 92 figuren
Het is bewerkt naar de oorspronkelijke uitgave:
VAN HET ELECTRON TOT DE SUPER
door J. OTTE, Ph. F. SALVERDA en C. J. VAN WILLIGEN
736 pag., 21 × 29,7 cm, 722 figuren en 10 uitslagbladen

U.D.C. nr. 621 : 385. 2/5 : 621. 396.62

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, 1963
Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden

Geen garantie wordt gegeven dat de in dit boek vervatte informatie vrij loopt van octrooirechten; door deze publicatie wordt geen enkele licentie onder eventueel bestaande octrooien verleend.

Gedrukt in Nederland

Theorie zonder praktijk is lam
Praktijk zonder theorie is blind.

Sinds Marconi in 1896 de eerste draadloze verbinding tot stand bracht, heeft de radiotechniek zich zeer snel ontwikkeld. Naar schatting zijn op dit moment, over de gehele wereld verspreid, vele millioenen radio-ontvangtoestellen in gebruik; duizenden zenders verzorgen iedere dag de radioprogramma's.

Het is duidelijk, dat voor het onderhoud van dit millioenenleger van apparaten technische mensen onontbeerlijk zijn; mensen die het apparaat niet alleen kunnen bedienen, maar ook zo veel inzicht in de werking van het apparaat bezitten, dat zij het kunnen repareren en controleren. Het repareren van een ontvangtoestel is niet altijd een eenvoudige zaak. Radiotechniek is een zeer interessant, maar ook een gecompliceerd vak. Er gebeuren vele geheimzinige dingen van de zender naar het toestel en in het toestel, waarvan men de gevolgen wel bespeurt maar niet ziet. Een inzicht in deze verschijnselen is in de eerste plaats noodzakelijk, voordat met de eigenlijke radio-servicetechniek kan worden begonnen.

Men verkrijgt na geruime tijd een zekere „feeling" waar een bepaalde fout schuilt. Is de fout gecompliceerd, of komt deze minder vaak voor, dan kan men de fout alleen opsporen door systematisch het radiotoestel door te meten. Dit is dan alleen mogelijk indien men een goed inzicht in de werking van het apparaat heeft; vandaar

Praktijk zonder theorie is blind.

Het doel van dit boek is te trachten, U de radio-servicetechniek bij te brengen. Begonnen wordt met het elektron, om via de theorie van de elektriciteit, te komen op de radiotechniek.

Een duidelijk inzicht wordt gegeven in de werking van een radio-ontvangtoestel, in het lezen van radiotechnische schema's, het gebruik van meetapparaten, het opsporen van fouten, enz. Bovendien vele nuttige wenken voor het localiseren en repareren van de meest voorkomende defecten. Verder wordt aandacht besteed aan het inrichten van een servicewerkplaats.

Het is echter onmogelijk om in een enkel handzaam boek dit terrein van de radio-servicetechniek te behandelen.

Radio-servicetechniek bestaat uit 6 op elkaar volgende boeken. De theoretische principes zijn behandeld voorzover dit strikt noodzakelijk is. Na ieder hoofdstuk volgt een korte samenvatting, waarin men de stof in gecomprimeerde vorm herhaald krijgt. Tevens zijn na ieder hoofdstuk een aantal vragen ingelast, waaraan men zijn kennis van de bestudeerde stof kan toetsen. Om controle van de antwoorden mogelijk te maken, vindt men de antwoorden van deze vraagstukken achter in elk boek opgenomen. Moge deze „cursus" een leidraad zijn voor allen, die zich in het repareren van radio's willen bekwamen, of voor hen die reeds in de praktijk werkzaam zijn en hun theoretische en praktische kennis willen opfrissen.

April 1963

EDGAR J. BLACK
D. C. VAN REYENDAM

INHOUD

Hoofdstuk 1. HET OVERBRENGEN VAN GELUID OVER GROTE AFSTANDEN 1
Het ontvangtoestel 3
De gemoduleerde draaggolf 4
De afstemkring 8
Het bandfilter 25
SAMENVATTING 28
OPGAVEN 30

Hoofdstuk 2. DETECTIE 31
Detectie (demodulatie) 31
Enkele eenvoudige ontvangers met een germaniumdiode . . . 37
Wisselstroommeters 41
SAMENVATTING 53
OPGAVEN 54

Hoofdstuk 3. DE RADIOBUIS 55
Elektronenemissie 55
De katode 58
Voedingsbronnen voor de gloeidraad 61
Buistypen 63
Constructie 67
Typenummering 71
SAMENVATTING 73
OPGAVEN 75

Hoofdstuk 4. GELIJKRICHTING (Voedingsgedeelte) . . . 76
Gelijkrichter voor aansluiting op wisselspanningsnetten . . . 76
Afvlakking 82
Gelijkrichter voor aansluiting op gelijk- en wisselspanningsnetten 86
Detectie 89
SAMENVATTING 93
OPGAVEN 95

Hoofdstuk 5. VERSTERKING 96
De triode 96
De inwendige weerstand van een radiobuis 101
De steilheid van een radiobuis 103
De versterkingsfactor van een radiobuis 104
Wet van Barkhausen 106
Het versterken van wisselspanningen met behulp van een radiobuis 107

Hoofdstuk 6. ZO WERKT DE TRANSISTOR 112
Typische toepassingen 112
Verschillende soorten atomen 113
Germanium is een halfgeleider 114
SAMENVATTING 116
OPGAVEN 117

ANTWOORDEN 118

HOOFDSTUK 1

HET OVERBRENGEN VAN GELUID OVER GROTE AFSTANDEN

Aangezien de geluidstrillingen zich slechts over een beperkte afstand voortplanten, moet men voor grotere afstanden naar andere middelen zoeken. Men maakt hierbij gebruik van radiogolven, waaronder wij verstaan elektrische trillingen met hoge frequenties, die worden gebruikt om een draadloze verbinding tot stand te brengen tussen de plaats waar het geluid wordt geproduceerd en de plaats waar men het geluid wil horen. De frequenties van deze radiogolven liggen tussen ca. 150 kHz en 100 MHz. Dank zij deze hoge frequenties bezitten de elektrische trillingen (men noemt ze hoogfrequentietrillingen, of afgekort H.F.-trillingen) de eigenschap om zich in de ruimte, dus zonder geleiders over grote afstanden te kunnen voortplanten. Elektrische trillingen met lage frequenties (b.v. de frequenties van de geluidstrillingen) bezitten deze eigenschap niet. Zij worden laagfrequentietrillingen — afgekort L.F.-trillingen — genoemd. Wij zullen nu het gehele omroepsysteem tussen het voortbrengen en het ontvangen van het geluid aan de hand van Fig. 1 nagaan.

De geluidstrillingen (1) worden eerst door middel van de microfoon (2) in elektrische trillingen met dezelfde frequentie omgezet. Dit geschiedt in de omroepstudio. Deze elektrische trillingen zijn echter zeer zwak, zodat ze eerst moeten worden versterkt alvorens ze aan de eigenlijke zendinstallatie kunnen worden toegevoerd. Dit versterken geschiedt in de laagfrequentieversterker (3).

In de zender worden in de eerste plaats de trillingen met hoge frequentie (H.F.-trillingen) opgewekt. Deze trillingen hebben een constante amplitude en frequentie. Het gedeelte van de zender waarin dit geschiedt, noemt men het generator- of oscillatorgedeelte (4). Deze trillingen worden dan versterkt (5) en daarna aan een trap toegevoerd, waar tevens de versterkte L.F.-trillingen binnenkomen (6). De L.F.-trillingen (afkomstig van muziek

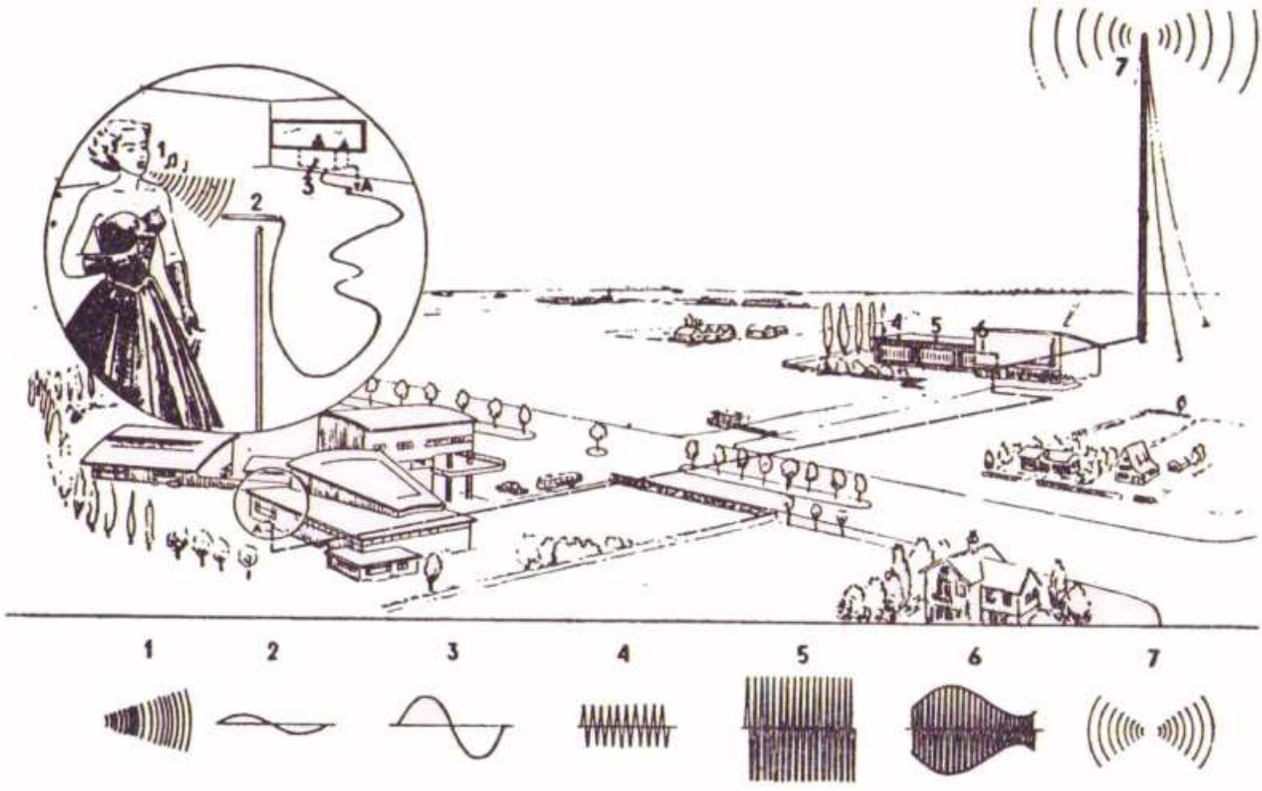


Fig. 1a
De opwekking van een gemoduleerde draaggolf in de zender. De geluidstrillingen (1) worden door middel van de microfoon in elektrische trillingen omgezet (2). Deze trillingen worden in L.F.-versterkers (3) versterkt en daarna aan de zender toegevoerd. In de zender worden de H.F.-trillingen (4) opgewekt, versterkt (5) en daarna met de L.F.-trillingen gemoduleerd (6). Tenslotte worden de gemoduleerde trillingen door de antenne uitgestraald (7).

of spraak) worden als het ware geënt op de H.F.-trillingen. De technische term voor dit enten is *moduleren*. De H.F.-trillingen zijn dus de dragers van de L.F.-trillingen; zij worden dan ook *draaggolf* van de L.F.-trillingen genoemd.
Dit moduleren van de draaggolf kan op verschillende manieren plaats hebben:

1. Men kan de *amplitude* van de hoogfrequentiedraaggolf variëren in het laagfrequentieritme *(amplitude-modulatie)*.

2. Men kan de *frequentie* van de hoogfrequentiedraaggolf variëren in het ritme van de laagfrequentietrillingen *(frequentie-modulatie)*.

Beide methoden zijn momenteel in gebruik. Aangezien echter voor omroepdoeleinden hoofdzakelijk de eerste methode wordt toegepast, zullen wij in het volgende alleen aandacht besteden aan draaggolven met „ampli-

tude-modulatie". Fig. 1a geeft dan ook het ontstaan van een in de amplitude gemoduleerde draaggolf weer.
De gemoduleerde trillingen worden vervolgens aan de zendantenne (7) toegevoerd, welke deze trillingen uitstraalt.

Het ontvangtoestel

Het ontvangtoestel heeft tot taak de op de ontvangantenne binnenkomende signalen, dit zijn de gemoduleerde trillingen (beeld 6 in fig. 1a), zodanig te veranderen, dat alleen de modulatie (d.i. de L.F.-trilling) overblijft. Na voldoende versterking worden deze L.F.-trillingen toegevoerd aan de luidspreker. De verschillende fazen van het ontvangproces zijn in principe in fig. 1b weergegeven. Op de antenne (8) komen de trillingen van de verschillende zenders binnen, zodat men in het ontvangtoestel moet beginnen

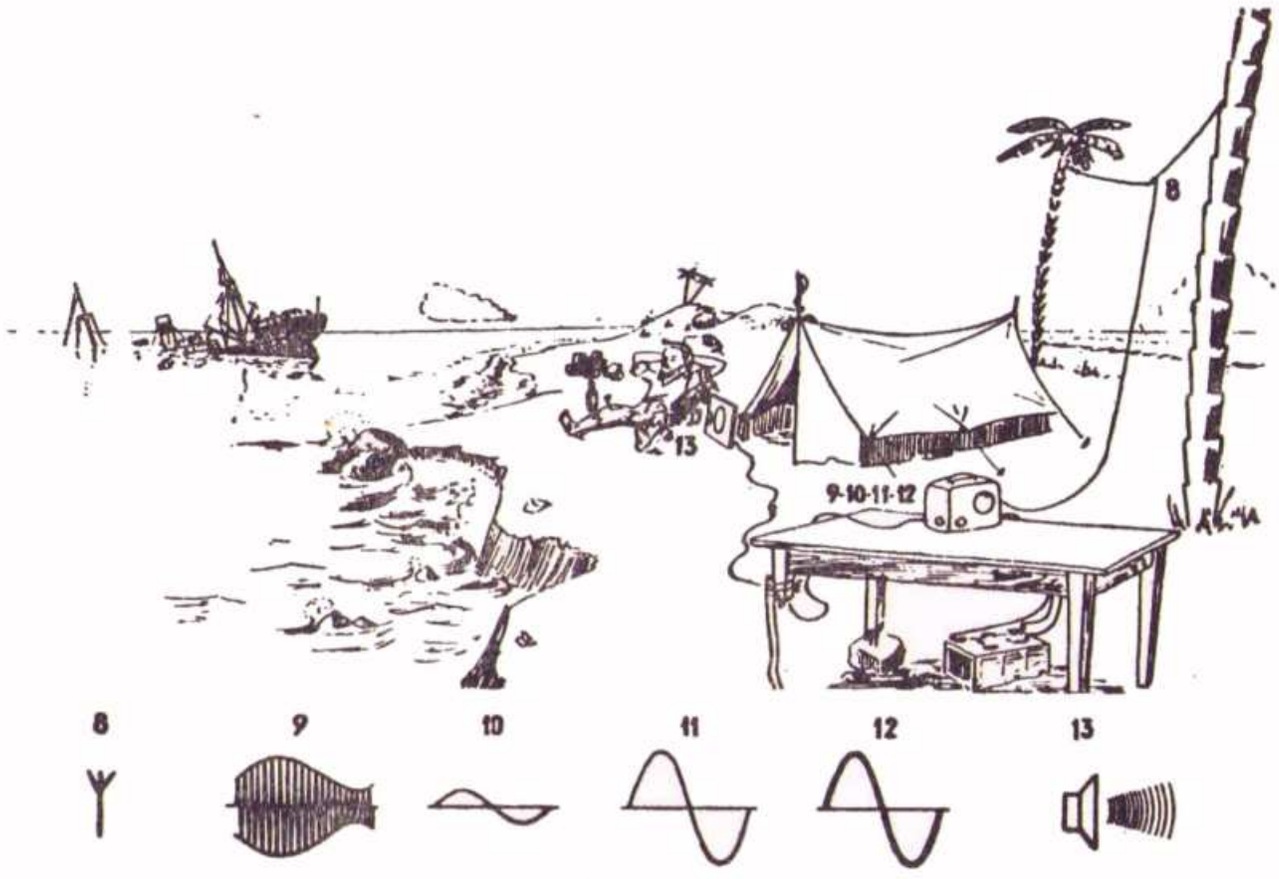


Fig. 1b
Tekening, die aangeeft wat er met de opgevangen trillingen in de ontvanger gebeurt. De op de antenne (8) binnengekomen trillingen worden eerst geselecteerd. Daarna wordt de L.F.-trilling (10) (modulatie) van de gewenste gemoduleerde trilling (9) gescheiden. Deze wordt versterkt (11) en (12) en tenslotte aan de luidspreker toegevoerd 13), waar zij in geluidstrillingen wordt omgezet.

een „zeef" aan te brengen, die de H.F.-trillingen met verschillende frequenties kan scheiden. Dit uitkiezen of selecteren van de verschillende H.F.-trillingen geschiedt door middel van afstemkringen (zie blz. 8). De gewenste gemoduleerde H.F.-trilling (9) wordt nu aan de detector toegevoerd, die de L.F.-trillingen scheidt van de draaggolf. Men houdt daarna de L.F.-trilling (10) over. De door de dectector afgeleverde L.F.-spanning is echter te zwak om een luidspreker voldoende te laten werken. Daarom wordt de L.F.-spanning eerst versterkt (11) en daarna aan een trap toegevoerd, die voldoende L.F.-energie (12) kan leveren om de luidspreker (13) te voeden. De luidspreker zet tenslotte de elektrische trillingen in geluidstrillingen om.
Een ontvanger die volgens bovenstaand principe werkt, noemt men een „rechtuit"- of „cascade"-ontvanger.
Tegenwoordig maakt men hoofdzakelijk „superheterodyne" ontvangers. Wij zullen ons echter voorlopig beperken tot de problemen van de cascade-ontvanger.

Fig. 2
Illustratie van de trillingsoverdracht via een draaggolf. De brief (L.F.-trilling) wordt via de post en trein (draaggolf) getransporteerd naar de plaats van bestemming. Daar zorgt de postbode voor de bezorging (ontvanger) en wordt de brief tenslotte gelezen (luidspreker).

De gemoduleerde draaggolf

In fig. 3 zijn de verschillende stadia van het ontstaan van een gemoduleerde draaggolf apart getekend. In fig. 3a zien we een draaggolf met constante amplitude.
In fig. 3b is de laagfrequentietrilling weergegeven, terwijl in fig. 3c de combinatie van beide trillingen is afgebeeld. De mate van beïnvloeding van de H.F.-trilling door de L.F.-trilling drukt men uit in de „modulatiediepte". De modulatiediepte is de verhouding van de amplitude van de L.F.-trilling tot die van de ongemoduleerde draaggolf. De modulatiediepte die men in procenten uitdrukt, is dus gelijk aan:

$$\text{modulatiediepte} = \frac{\text{amplitude L.F.-trilling}}{\text{amplitude H.F.-trilling}} \times 100\% = \frac{V_{LF}}{V_{HF}} \times 100\%.$$

In fig. 3c is de modulatiediepte 50%.

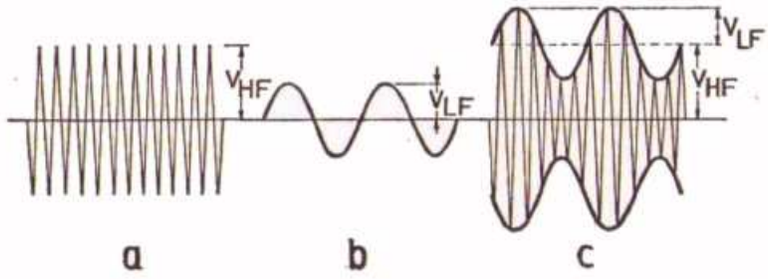


Fig. 3

a) draaggolf met constante amplitude V_{HF}
b) L.F.-trilling met amplitude V_{LF}
c) gemoduleerde draaggolf, waarbij

$$\frac{V_{LF}}{V_{HF}} = 0{,}5.$$

De voortplantingssnelheid van de H.F. elektrische trillingen is even groot als die van de lichttrillingen, nl. ca. 300.000 km per seconde. De golflengte, d.i. de afstand die een trilling in 1 periode aflegt, is gelijk aan:

$$\text{golflengte} = \frac{300.000.000}{\text{frequentie (Hz)}} \text{ meter } *)$$

De golflengte van een H.F.-trilling met een frequentie van 1 MHz = 1.000.000 Hz is dus:

$$\text{golflengte} = \frac{300.000.000}{1.000.000} = 300 \text{ meter.}$$

Men kan daarom zowel over de golflengte als over de frequentie van een zender spreken. Voor de omroep maakt men hoofdzakelijk gebruik van radiogolven met golflengten die liggen in de volgende bereiken:

1) lange golven : van 600 — 2.000 m
2) middengolven : van 200 — 600 m
3) korte golven : van 10 — 200 m
4) ultra-korte golven : onder de 10 m

*) Men gebruikt voor de golflengte het symbool λ (spreek uit lambda); λ is de Griekse letter l.

Tot nu toe hebben wij het doen voorkomen, alsof de zender slechts één golf uitzendt: de draaggolf, die gemoduleerd is. Een gemoduleerde draaggolf is echter samengesteld uit trillingen met verschillende frequenties. Een draaggolf, die b.v. met een enkele frequentie (constante toon) is gemoduleerd, is in werkelijkheid samengesteld uit drie verschillende trillingen, waarvan de frequenties gelijk zijn aan:

de frequentie van de draaggolf zelf,
de som van de draaggolf- en de modulatiefrequentie,
het verschil tussen draaggolf- en modulatiefrequentie.

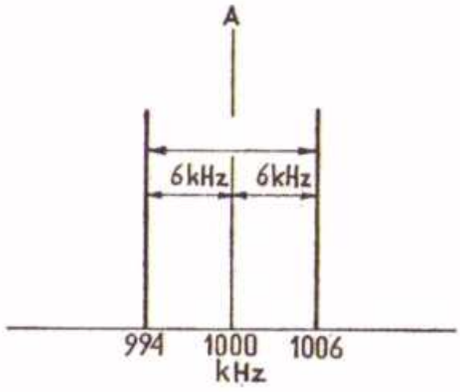


Fig. 4. Als een draaggolf *A* met een frequentie van 1000 kHz is gemoduleerd met een frequentie van 6 kHz, ontstaan naast de draaggolffrequentie twee zijbandfrequenties gelijk aan 1000 + 6 = 1006 kHz en 1000 — 6 = 994 kHz.

Is de draaggolffrequentie b.v. 100 kHz en de frequentie van de modulerende spanning 1000 Hz = 1 kHz, dan zal deze gemoduleerde draaggolf bestaan uit drie trillingen, waarvan de frequenties zijn 99 kHz, 100 kHz en 101 kHz.

Gaan wij er van uit, dat alle geluidstrillingen tussen 50 en 6000 Hz (d.w.z. de L.F.-modulatiefrequenties van 50 tot 6000 Hz) door de ontvanger goed moeten worden weergegeven, dan moeten wij bedenken dat er behalve de draaggolf trillingen ontstaan, waarvan de ene een frequentie van max. 6000 Hz hoger, en de andere een frequentie van max. 6000 Hz lager heeft dan de draaggolffrequentie. In de praktijk zal men zelden de draaggolf met één frequentie moduleren, doch met verschillende frequenties tegelijk. Tijdens een muziekuitzending b.v. worden tientallen geluidstrillingen met verschillende frequenties tegelijkertijd door de microfoon in elektrische trillingen omgezet. Een draaggolf, gemoduleerd met trillingen afkomstig van deze muziek, zal dus opgebouwd zijn uit even zoveel golven met verschillende frequenties, die aan weerszijden van de draaggolffrequentie

liggen. Dit heeft tot gevolg, dat een zender een bepaald frequentiegebied in beslag neemt. Men noemt dit gewoonlijk de frequentieband van de zender ofwel een kanaal. De frequentiebanden aan weerszijden van de draagolffrequentie noemt men de zijbanden. De breedte van de zijband is gelijk aan de hoogste modulatiefrequentie die men wil overbrengen. In het bovengenoemde voorbeeld was de hoogste modulatiefrequentie 6 kHz. Uit frequentie-oogpunt zou een zender bij deze modulatiefrequentie een frequentieband in beslag nemen die gelijk is aan $2 \times 6 = 12$ kHz.
Wij hebben reeds gezien, dat het frequentiegebied van het geluid eigenlijk veel groter is en men zou er uit kwaliteitsoverwegingen naar willen streven om dit frequentiegebied volledig over te brengen. Om praktische redenen is dit echter niet mogelijk. Het middengolfgebied bestrijkt b.v. een frequentiegebied van 500 — 1500 kHz. Dit is dus een frequentiegebied van $1500 - 500 = 1000$ kHz. Zou men nu de zenders willen gaan moduleren met als hoogste frequentie 15.000 Hz = 15 kHz, dan zou elke zender een frequentieband van 30 kHz in beslag nemen. Men heeft ter beschikking 1000 kHz, zodat in het middengolfgebied plaats zou zijn voor $\frac{1000}{30}$ = 33 zenders. Intussen is het aantal omroepzenders dermate toegenomen, dat er een waar gedrang in het middengolfgebied is ontstaan, zodat men internationaal is overeengekomen, dat de afstand der draaggolffrequenties een bepaald minimum bedrag moet zijn. Voor Europa is deze afstand op 9 kHz gesteld, voor Amerika op 10 kHz. Dit betekent voor de Europese landen, dat voor elke zender een frequentieband van 9 kHz beschikbaar is en dat elke zijband een breedte heeft van $4\frac{1}{2}$ kHz. De hoogste frequentie van de modulerende trilling mag dus feitelijk $4\frac{1}{2}$ kHz niet overschrijden. Men krijgt dan het beeld van fig. 5.

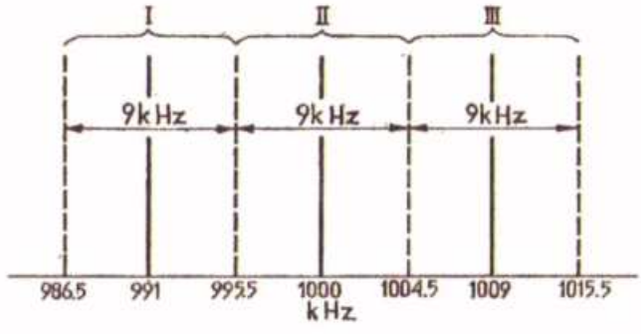


Fig. 5
Elke zender heeft een frequentieband van 9 kHz ter beschikking. De onderlinge frequentie-afstand tussen twee zenders is dus eveneens 9 kHz.

De afstemkring

In de antennekring van een ontvanger worden door de gemoduleerde draaggolven van de verschillende zendstations spanningen geïnduceerd. Deze spanningen hebben verschillende frequenties. Wij hebben dus in de eerste plaats een zeef nodig, die alleen de gewenste zender met het bepaalde muziekprogramma doorgeeft aan de rest van het toestel. Deze selectie (het kiezen van de zenders) geschiedt met behulp van afstemkringen. Het ligt voor de hand, dat men een dergelijke afstemkring opbouwt uit onderdelen, waarvan de eigenschappen afhankelijk zijn van de frequentie. Wij weten reeds, dat de condensator en de spoel een frequentieafhankelijk karakter bezitten. De wisselstroomweerstand van de spoel neemt nl. toe met de frequentie, die van de condensator neemt af met de frequentie.
Een afstemkring bestaat altijd uit een combinatie van een spoel en een condensator. Wij zullen daarom eerst het gedrag van deze combinatie onder verschillende omstandigheden bekijken. Daartoe gaan wij uit van fig. 6, waarin de condensator *C* via de schakelaar in stand I wordt opgeladen door de batterij *V*. Daarna wordt de schakelaar in stand II gebracht. Wat er nu gaat gebeuren, zullen wij aan de hand van fig. 7a t/m i stap voor stap volgen.

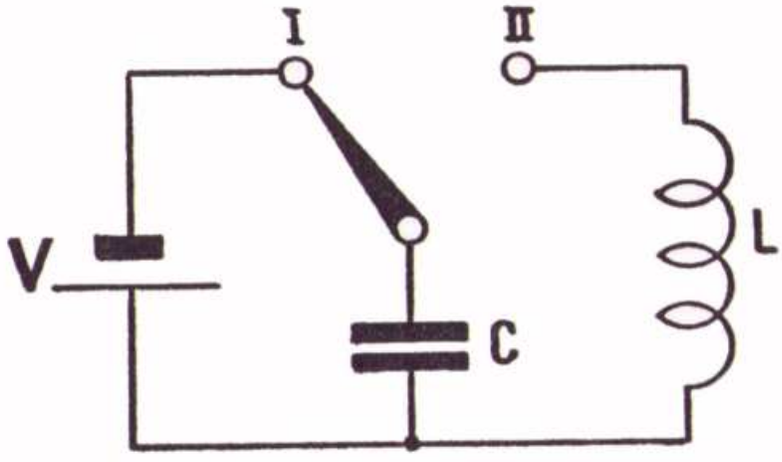


Fig. 6
Stand I van schakelaar: De condensator *C* wordt door de batterij opgeladen. Stand II van schakelaar: De spoel is parallel aan de condensator geschakeld, waardoor een elektrische trilling in deze kring ontstaat.

In fig. 7a is de toestand, onmiddellijk na het overschakelen in stand II, voorgesteld. De condensator is dus geladen. Nu zal de condensator zich gaan ontladen over de spoel *L*; de overmaat aan elektronen op de bovenste

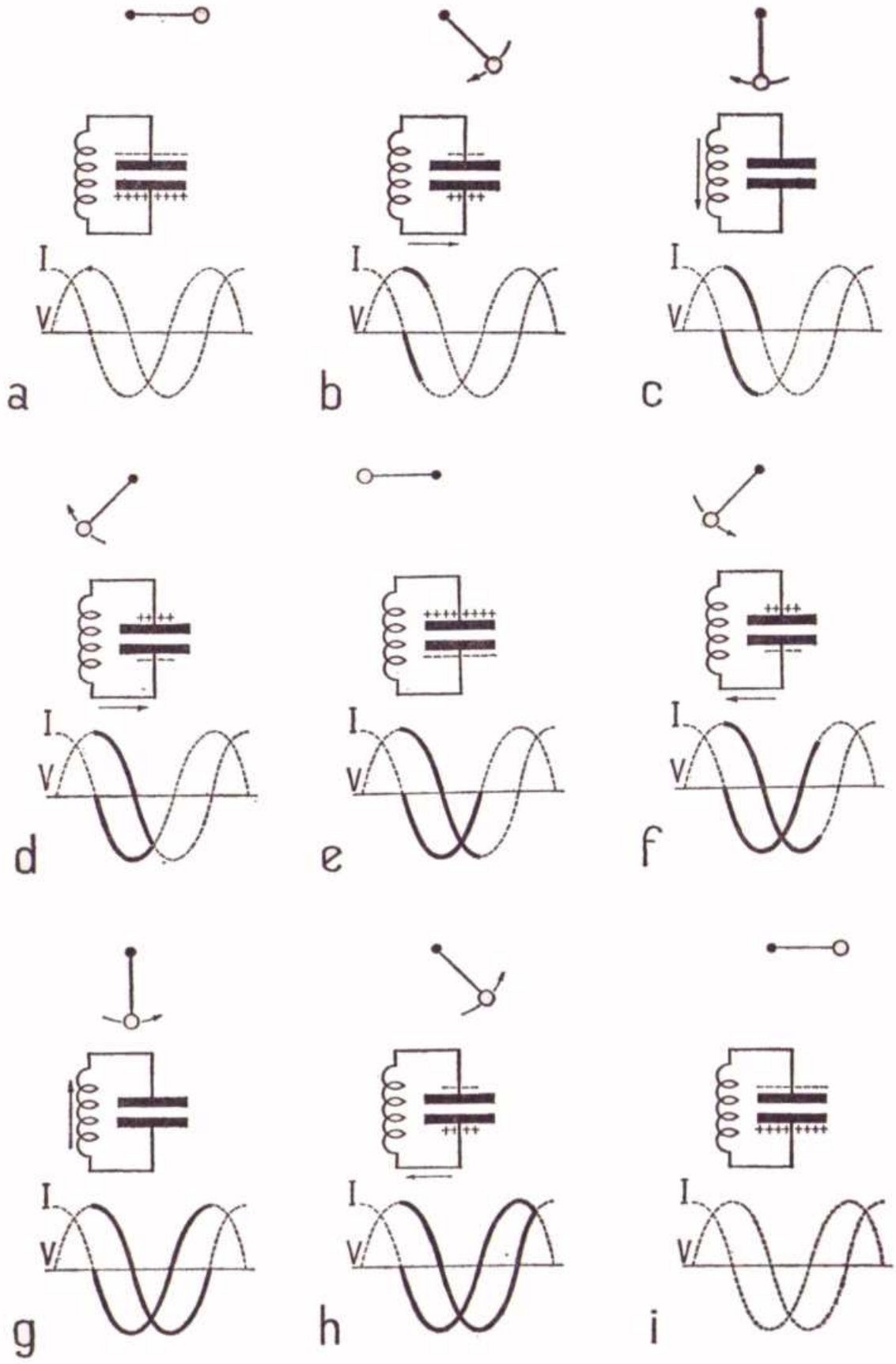


Fig. 7
Verschillende fazen van het ontstaan van een elektrische trilling in een kring. Boven de figuren zijn tevens de overeenkomstige posities van een slinger getekend.

plaat zal zich via de spoel naar de onderste plaat, die positief is en dus een tekort aan elektronen heeft, verplaatsen. Er zal dus een elektronenstroom gaan vloeien in de richting van de pijl, aangegeven in fig. 7b. Door deze stroomverplaatsing ontstaat in de spoel een inductiespanning, die een zodanige richting heeft, dat zij de stroomverandering tracht tegen te werken. De ontlading van de condensator *C* zal zich voortzetten tot de condensator volledig ontladen is (fig. 7c), waarbij de stroom in de kring zijn maximale waarde bereikt.
Bij geheel ontladen condensator is er geen spanning meer over de spoel, zodat er geen reden is waarom de stroom in de spoel nog groter zou worden of gelijk zou blijven. De stroom neemt dan ook in waarde af. Hiertegen verzet de spoel zich echter, zodat nu de inductiespanning een richting krijgt, die zich verzet tegen het afnemen van de stroom. De stroom zal dus blijven voortvloeien en de condensator *C* in tegengestelde richting laden (fig. 7d). Dit laden gaat door tot de spanning over de condensator *C* haar maximale waarde heeft bereikt (fig. 7e). Wij hebben nu in principe dezelfde toestand als in het begin, met dit verschil, dat de condensator in tegengestelde richting is opgeladen. Er heeft eigenlijk een uitwisseling van energie tussen condensator en spoel plaats gehad. De condensator was eerst geladen, zodat op de platen een zekere hoeveelheid energie aanwezig was. Deze energie wordt in de spoel omgezet in magnetische energie, waarna deze magnetische energie weer wordt omgezet in de elektrische energie op de condensator. Dezelfde verschijnselen spelen zich daarna af in tegengestelde richting (zie fig. 7f t/m i), zodat in de laatste faze (fig. 7i) weer dezelfde toestand is bereikt als aan het begin (fig. 7a).
In fig. 7 is tevens het verloop van de spanning over de condensator en van de stroom in de kring afgebeeld. U ziet dat in de kring een sinusvormige wisselstroom is ontstaan; men noemt dit een trilling, en zegt dat de kring in trilling is. Als de spoel en de condensator zonder verliezen zouden zijn, zou een eeuwigdurende trilling in de kring ontstaan, d.w.z. men zou een eeuwigdurende uitwisseling van de energie van de condensator naar de spoel en omgekeerd krijgen. Er zou dan een sinusvormige wisselstroom met een constante amplitude ontstaan; men noemt dit een ongedempte trilling. Fig. 8 geeft hiervan een beeld.
Zoals wij hebben gezien, zijn de spoel en de condensator echter nimmer zonder weerstand. Deze weerstand zetelt vooral in de spoel in de vorm van de ohmse weerstand van de draad en de toename daarvan tengevolge van het skineffect. Dit heeft tot gevolg, dat bij elke uitwisseling van

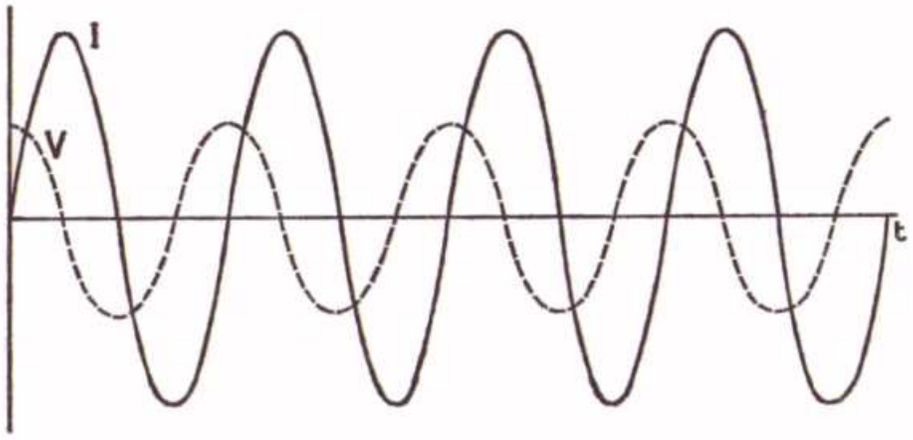


Fig. 8
Een sinusvormige stroom en spanning met constante amplitude noemt men een ongedempte trilling.

energie van de condensator naar de spoel en omgekeerd in deze weerstand enige energie verloren gaat. De amplitude van de stroom in de kring en van de spanning over de kring zal dientengevolge steeds kleiner worden en de trilling zal na een bepaalde tijd, afhankelijk van de grootte van de weerstand, uitsterven. Men krijgt dan het beeld van fig. 9. Men noemt een dergelijke trilling een gedempte trilling.

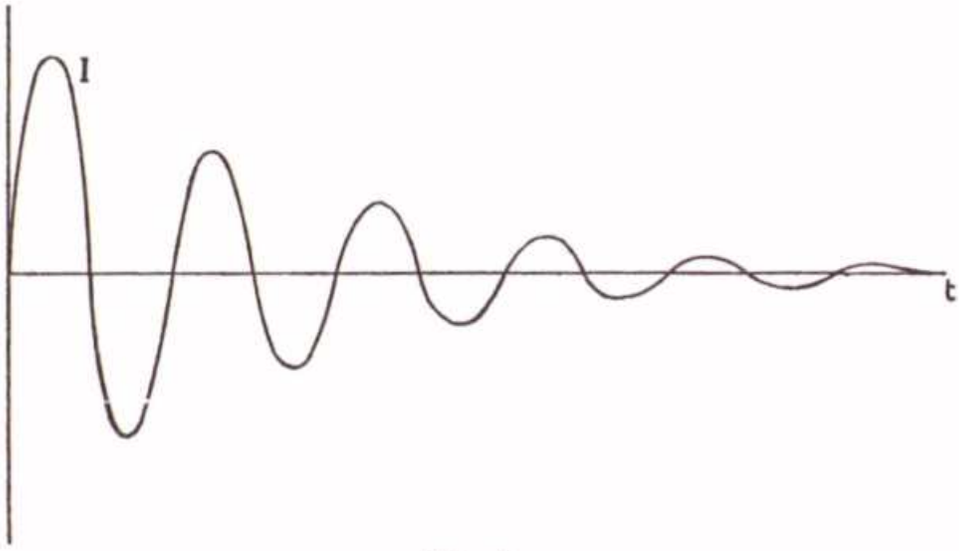


Fig. 9
Voorbeeld van een gedempte trilling.

Het trillingsverschijnsel in een kring kan men zeer eenvoudig en duidelijk demonstreren met een mechanische slinger, b.v. een kogel die aan een dunne draad is opgehangen. In fig. 7 zijn bovenaan de verschillende standen van een slinger weergegeven. In de eerste stand staat de slinger horizontaal. Er werkt een kracht op de slinger onder de invloed waarvan

hij zal gaan bewegen. In stand c heeft hij de rusttoestand bereikt, maar door de snelheid, die hij verkregen heeft, slingert hij door. In de positie c is de kracht die op de slinger werkt dus nul, maar zijn snelheid is het grootst. Dit correspondeert met de elektrische situatie in de kring, waarin de stroom zijn grootste waarde heeft op het moment, dat de spanning over de condensator nul is. In stand e heeft de slinger zijn andere uiterste stand bereikt; daarna slingert hij terug, passeert het nulpunt (pos. g) en bereikt weer zijn uiterste stand, die overeenkomt met de beginstand. Op dat moment is een volledige slingering heen en weer volbracht, wat overeenkomt met een complete periode van de sinusvormige stroom in de elektrische slingerkring.

Indien de slinger in het geheel geen weerstand zou ondervinden, zou een eeuwigdurende slingering ontstaan met een constante amplitude. In werkelijkheid ondervindt de slinger echter terdege weerstand door de wrijving in zijn ophangpunt en door de weerstand die de lucht biedt. Dit heeft tot gevolg, dat de slingerbeweging minder en minder wordt, om tenslotte geheel op te houden.

De tijd, nodig om een volledige trilling in een kring tot stand te brengen, d.w.z. een periode, hangt af van de capaciteit en van de zelfinductie. Een grote capaciteit kan een grote lading opnemen. Het laden en ontladen van een grote capaciteit zal dan echter meer tijd nemen. Hetzelfde geldt voor de grootte van de zelfinductie van de spoel. Een grotere zelfinductie veroorzaakt een sterker magnetisch veld, zodat dan ook de vereiste tijd voor het opbouwen van het veld groter zal zijn dan bij een kleinere zelfinductie. Als de tijd groter is, betekent dit, dat er minder perioden per seconde worden volbracht, dus dat de frequentie lager is.

De frequentie van de opgewekte trilling is dus afhankelijk van de grootte van de capaciteit en van de zelfinductie. De frequentie wordt groter naarmate de capaciteit en de zelfinductie kleiner zijn en omgekeerd.

Men kan bewijzen, dat de frequentie van een trilling in een kring wordt bepaald met de formule:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC}},$$

waarin f = frequentie in Hz
L = zelfinductie in henry
C = capaciteit in farad.

Voorbeelden

1. Een spoel met een zelfinductie van 2 mH en een condensator van 500 pF vormen samen een slingerkring. Wat is de frequentie van de kringstroom, als een bepaalde lading op de condensator wordt gebracht?
   De frequentie berekenen wij uit bovenstaande formule. Vullen wij hierin de waarden van L en C in, dan krijgen wij:

$$f = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \sqrt{\frac{2}{1000} \times \frac{500}{1.000.000.000.000}}}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \sqrt{\frac{1000}{1.000.000.000.000.000}}}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \sqrt{\frac{1}{1.000.000.000.000}}}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \frac{1}{1.000.000}} = \frac{1.000.000}{6{,}28} = \text{ca. } 160.000 \text{ Hz} = \text{ca. } 160 \text{ kHz}$$

2. Een kring bestaande uit een condensator en een spoel moet in een frequentie van 500 kHz gaan trillen. De spoel heeft een zelfinductie van 1 mH. Hoe groot moet de capaciteit van de condensator zijn?
   Wij gaan weer uit van de formule:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

De moeilijkheid is nu, dat de capaciteit C onder het wortelteken voorkomt. Wij gaan daarom eerst deze formule in het kwadraat verheffen. Wij krijgen dan:

$$f^2 = \frac{1}{4 \times 10 \times L \times C}$$

Hierin zijn reeds de kwadraten van 2 en π ingevuld (resp. 4 en 10).
C wordt nu:

$$C = \frac{1}{4 \times f^2 \times L}$$

$$C = \frac{1}{40 \times 500.000 \times 500.000 \times \frac{1}{1000}}$$

$$C = \frac{1}{10.000.000.000} \text{ F} = 100 \text{ pF}$$

Uit het bovenstaande blijkt, dat een kring uitslingert als men een bepaalde energie heeft toegevoerd en de kring daarna aan zijn lot overlaat. Dit is juist, maar in het ontvangtoestel is de situatie anders. Hierin wordt aan de kring een wisselstroom met een bepaalde frequentie toegevoerd; de kring wordt dus niet aan zichzelf overgelaten en de trillingen krijgen nu geen kans om uit te slingeren.
Integendeel, er zal in de kring een elektrische trilling worden onderhouden, waarvan de grootte zal afhangen van o.a. het feit of de frequentie van de toegevoerde stroom gelijk is aan de eigen trillingsfrequentie (zie formule op vorige bladzijde) van de kring. Men zegt in dit geval dat de kring in resonantie is, d.w.z. meetrilt in de frequentie van de stroom, die aan de kring wordt toegevoerd. Men kan dit weer direct inzien als men teruggrijpt naar de mechanische slinger. Deze slingerde uit ten gevolge van de luchtweerstand en de demping in zijn ophangpunt. Als men nu iedere keer dat de slinger zijn uiterste stand bereikt, een zetje geeft, krijgt de slinger energie toegevoerd en zal hij aan het slingeren blijven. Het extra zetje moet echter steeds op het juiste moment gegeven worden, dus op het moment dat de slinger in zijn uiterste stand is. Het ritme waarin deze zetjes worden gegeven moet dus gelijk zijn aan het ritme van de bewegingen van de slinger.

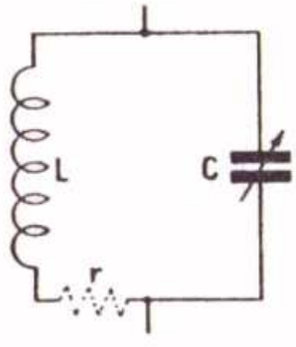


Fig. 10
Principeschema van een parallelkring.

Zoals reeds in het voorgaande gezegd, bezit elke kring een bepaalde verliesweerstand, die men voorstelt als een gewone ohmse weerstand. Als men echter het schema van een ontvangtoestel bekijkt, zal men nimmer deze weerstand in het schema getekend zien. Feitelijk zou men echter een kring moeten tekenen als in fig. 10 is weergegeven. Wij hebben hierin opzettelijk de weerstand gestippeld getekend, omdat hij in parasitaire vorm aanwezig is. Verder beschouwt men in een dergelijk schema de spoel en de condensator als volkomen verliesvrij.
Om het gedrag van een parallelkring nader te bekijken, gaan we deze kring schakelen volgens fig. 11. Hij bestaat hier uit een spoeltje met een zelfinductie van 15,4 mH (waarvan de verliesweerstand ca. 100 Ω is) en een condensator van 17.500 pF *).

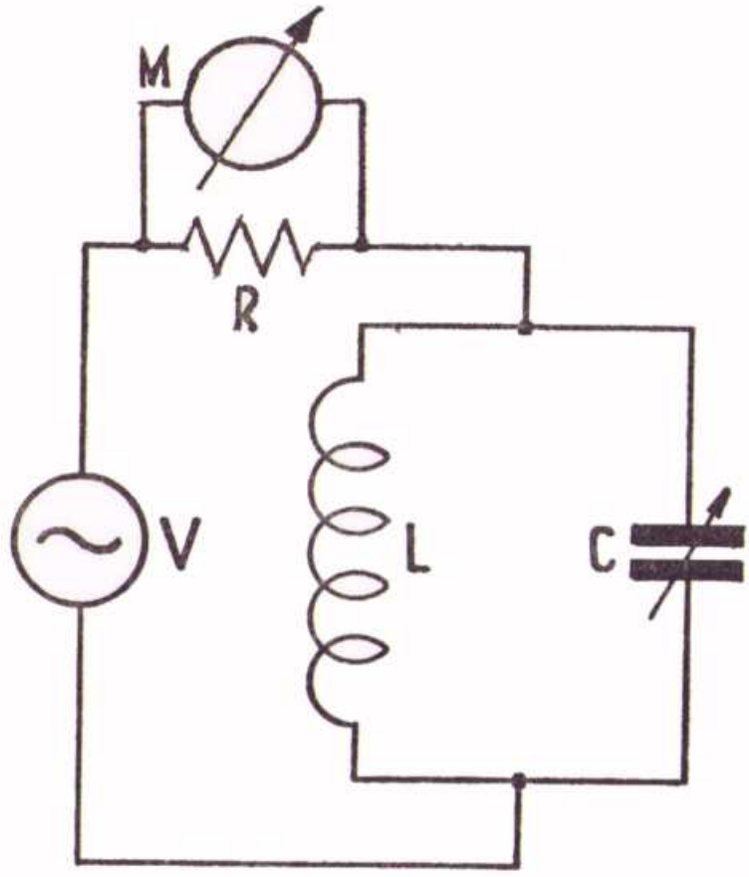


Fig. 11
Schema voor het opnemen van een resonantiekromme van een parallelkring bij lage frequenties.

V = toongenerator
R = weerstand van 100 Ω
M = wisselspanningsmeter

*) Wij hebben voor deze proef de onderdelen van een z.g. fluitfilter genomen, dat in vele Philips ontvangapparaten wordt toegepast. Wil men eventueel zelf de proef nemen, dan kan men hiervoor gebruiken de spoel codenummer A1 000 68.2 en een condensator van 17.500 pF.

De kring wordt via een weerstand van 100 Ω, waarover een wisselspanningsmeter geschakeld is, aangesloten op de uitgangsklemmen van een toongenerator (een toongenerator is een instrument, dat een constante wisselspanning voor verschillende frequenties in het hoorbare gebied kan leveren). Men stelt nu de toongenerator in op een uitgangsspanning van 10 V_{eff} op verschillende frequenties en men noteert daarbij de waarden van de gemeten spanning. (De stroom vindt men dan door de gemeten spanning te delen door de weerstand van 100 Ω.) De stromen, die gelden voor het in fig. 11 getekende geval zijn:

f (kHz)	I (mA)	$Z\ (=\frac{V}{I})$ (kΩ)
7	5,3	1,9
7,5	4,5	2,2
8	3,6	2,8
8,5	2,8	3,6
9	2	5
9,5	1,4	7,2
9,8	1,16	8,6
10	1,18	8,5
10,5	1,7	6
11	2,4	4,2
11,5	3,2	3,1
12	4	2,5
12,5	4,8	2,1
13	5,6	1,8

Het blijkt, dat de stroom bij een bepaalde frequentie (9,8 kHz) een minimum waarde heeft. Hieruit volgt, dat de wisselstroomweerstand (of impedantie) *) voor deze frequentie het grootst is.
Voor frequenties die lager en hoger dan 9,8 kHz zijn, neemt de stroom door de weerstand R toe en neemt de impedantie van de kring dus af. In de derde kolom van bovenstaande tabel zijn de waarden van de impedanties van de parallelkring vermeld. Zet men de waarden uit de tabel in een grafiek uit, dan ontstaan de figuren 12a en b (kromme I). In fig. 12a is op de horizontale as de frequentie uitgezet, op de verticale as de stroom.

*) Zodra een keten uit een samenstelling van een spoel en een condensator met weerstand bestaat, spreekt men van impedantie, in plaats van wisselstroomweerstand. Deze impedantie wordt aangeduid met Z.

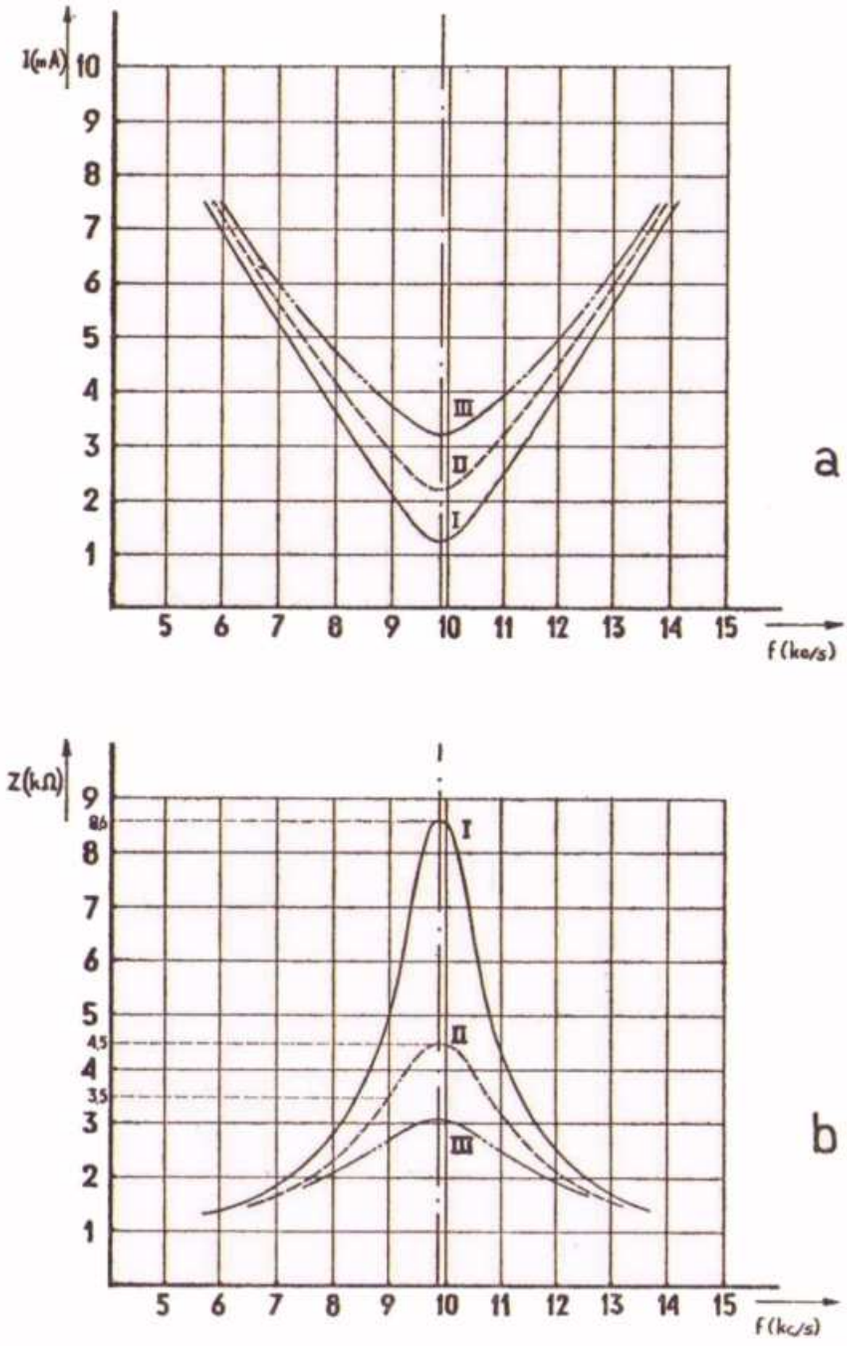


Fig. 12

a) De stroom naar de parallelkring van fig. 11, als functie van de frequentie van deze stroom.
b) De impedantie van de kring, afhankelijk van de frequentie.
Kromme I — de kring heeft een totale verliesweerstand van 100 Ω.
Kromme II — de weerstand r is 200 Ω.
Kromme III — de weerstand r is 300 Ω.

De waarden van de impedantie van de kring, bij verschillende frequenties, zijn in fig. 12b afgebeeld. Hierin ziet men dat de kring zijn grootste weerstand heeft bij een frequentie van 9,8 kHz en dat deze impedantie het

grootst is als de verliesweerstand van de kring het kleinst is *). De krommen II en III zijn gemeten bij een totale verliesweerstand van 200 Ω, resp. 300 Ω.
Herhalen wij deze proef voor de serieschakeling van de spoel en de condensator (fig. 13) en noteren wij hiervan eveneens de waarden van de stroom bij verschillende frequenties, dan ontstaat onderstaande tabel. De waarden van de impedantie Z zijn weer berekend uit de generatorspanning (die in dit geval 1 V bedraagt) en de gevonden stroom.

f (kHz)	I (mA)	$Z\ (=\frac{V}{I})$ (Ω)
7	1,6	625
7,5	2	500
8	2,5	400
8,5	3,4	295
9	4,8	205
9,5	7,3	140
9,8	8,9	110
10	8,8	113
10,5	5,9	170
11	4	250
11,5	3	395
12	2,2	450
12,5	1.7	580

Het merkwaardige feit treedt nu op, dat de stroom juist *maximaal* is bij de resonantie-frequentie. Verder blijkt deze resonantie-frequentie, bij gebruik van dezelfde spoel en condensator, dezelfde waarde te hebben als bij de parallelschakeling. Aangezien de generatorspanning constant gehouden is, volgt uit de wet van Ohm dat de impedantie van de seriekring bij de resonantie-frequentie het kleinst is en buiten resonantie in waarde

---

*) Men kan bewijzen, dat de impedantie van een parallelkring, bij de resonantie-frequentie, gelijk is aan

$$Z = \frac{L}{rC}$$

waarin L = zelfinductie in H
r = totale weerstand in de kring in Ω
C = capaciteit in F.
Voor het voorbeeld van fig. 11 geeft dit:

$$Z = \frac{0{,}0154}{100 \times \frac{17500}{1.000.000}}$$

Uit de formule volgt verder, dat een grotere verliesweerstand een kleinere kringimpedantie tot gevolg heeft, hetgeen ook reeds bij de metingen werd geconstateerd.

toeneemt. Zet men de meetresultaten voor de serieschakeling in een grafiek uit, dan ontstaan de fig. 14a en b. Hierin gelden de krommen I, II en III voor een verliesweerstand van de kring van resp. 110 Ω, 210 Ω en 320 Ω.

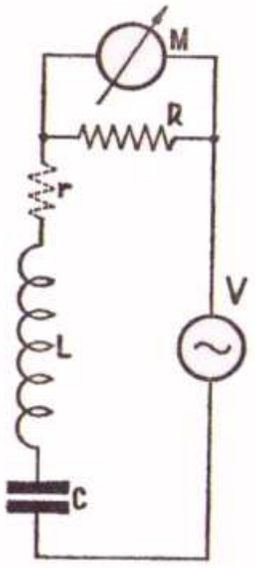


Fig. 13
Schema voor het opnemen van een resonantiekromme van een seriekring bij lage frequenties.
V = toongenerator
R = weerstand van 15 Ω
M = wisselspanningsmeter.

Wij hebben uit fig. 12 gezien, dat de impedantie van een parallelkring groter is naarmate de verliesweerstand kleiner is. Verder bleek de impedantie het grootst te zijn bij de resonantie-frequentie, terwijl zij afnam naarmate de frequentie van de wisselspanning meer afweek van de resonantie-frequentie. Nu is de kring in het ontvangtoestel meestal zodanig geschakeld dat altijd een constante wisselstroom aan de kring wordt toegevoerd. Hoe groter dan de impedantie is, des te groter zal de spanning over de kring zijn. Aangezien de impedantie van de kring afneemt als de kring buiten afstemming is, d.w.z. als de frequentie van de wisselspanning niet overeenkomt met de resonantie-frequentie van de kring, zal de spanning over de kring buiten afstemming kleiner zijn. Als men nu twee even grote stromen met verschillende frequenties aan de kring toevoert en de kring is afgestemd op één van deze frequenties, dan zullen over de kring wisselspanningen ontstaan, waarvan de grootte afhankelijk is van de frequentie en van de impedantie van de kring voor de betreffende wisselspanning. De wisselstroom met een frequentie gelijk aan de resonantie-frequentie, zal een veel grotere spanning over de kring doen ontstaan dan de stroom met de afwijkende frequentie. Het verschil in spanning is afhankelijk van het frequentieverschil en van de vorm van de resonantiekromme (zie fig. 12). Vergelijken we in deze kromme het verschil in impedantie, waarmede de spanning evenredig is, voor een frequentieverschil van 800 Hz, dan vinden we de volgende waarden:

Voor kromme I is de impedantie bij resonantie gelijk aan 8,6 Ω; bij 9 kHz (dus voor een verstemming van 800 Hz) is de impedantie 5 kΩ. De verhouding van beide impedantiewaarden levert het getal $\frac{5}{8,6} = 0,58$ op.
Dit betekent dus, dat het signaal met een frequentie van 9 kHz 0,58 maal zwakker doorkomt dan het signaal van 9,8 kHz (resonantie-frequentie). Voor de kromme II vinden we, bij dezelfde frequenties, de waarden 4,5 kΩ en 3,5kΩ, zodat hiervan de verhouding 0,78 is. Bij deze kring wordt het signaal van 9 kHz minder sterk verzwakt dan het geval is bij de kring van kromme I. Men noemt de kring van kromme I selectiever dan die van kromme II. *De eigenschap om stromen of spanningen met verschillende frequenties te selecteren noemt men de selectiviteit.*
Uit deze voorbeelden volgt dat de selecterende eigenschap des te beter is, naarmate de verliesweerstand van de kring kleiner is. Verder bleek uit het bovenstaande dat de impedantie van een parallelkring dan groter is. Blijkbaar is de kwaliteit van de kring in sterke mate afhankelijk van de verliesweerstand. Men drukt deze kwaliteit in een factor uit, de zogenaamde kwaliteitsfactor (gesymboliseerd door de letter Q) *.
Hetzelfde geldt voor een seriekring. Uit fig. 14 ziet men, dat de seriekring des te selectiever is, naarmate de verliesweerstand in de kring kleiner is. De totale impedantie zal nu echter des te kleiner zijn naarmate de kwaliteit van de kring beter is. In dit opzicht is het gedrag van een seriekring juist tegengesteld aan dat van een parallelkring.
Uit de formule op blz. 12 bleek, dat de resonantie-frequentie afhankelijk is van de waarde van de condensator en de zelfinductie. Men kan dus de resonantie-frequentie variëren door de capaciteit van de condensator of de zelfinductie van de spoel te veranderen. Voor een continue verandering van de capaciteit maakt men gebruik van de variabele condensator; voor een kleine verandering of bijregeling van de capaciteit gebruikt men trimmers. In de meeste ontvangtoestellen wordt een variabele condensator

---

*) Voor deze factor Q geldt de formule: $Q = \frac{6,28\, fL}{r}$

waarin f = frequentie in hertz
L = zelfinductie in H
r = verliesweerstand in Ω
De kringen in radio-ontvangtoestellen hebben gewoonlijk een kwaliteitsfactor Q tussen ca. 50 en 150.

gebruikt. In sommige apparaten past men echter ook wel veranderlijke zelfinductie toe. Fig. 15 toont een voorbeeld van een spoelstel met variabele zelfinductie. Hierin wordt een kern *a* meer of minder in het spoelstel *c* geschoven. Dit geschiedt via de aandrijfas *e* en de tandwieloverbrenging

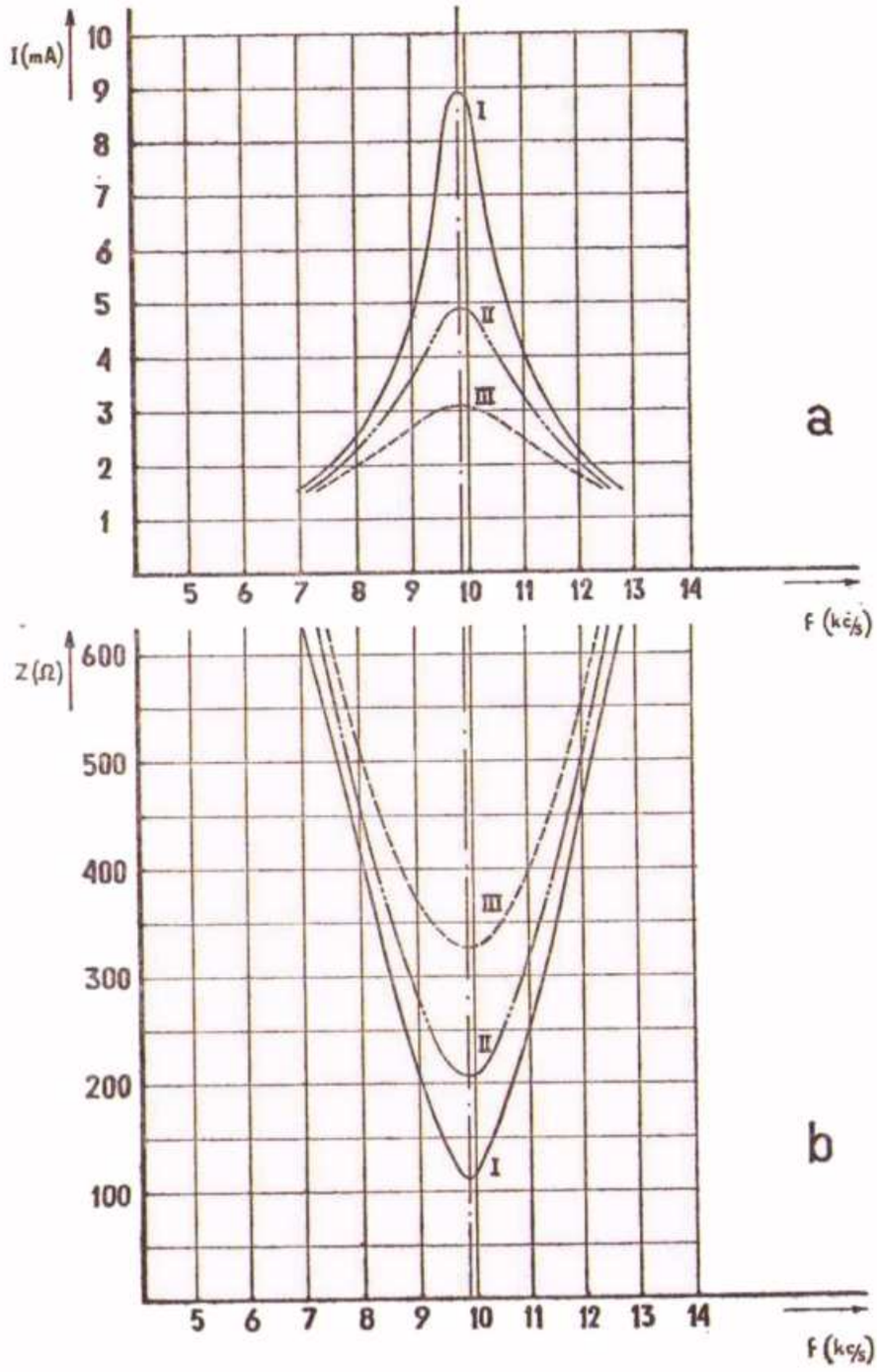


Fig. 14

a. De stroom door de seriekring van fig. 13, afhankelijk van de frequentie.
b. De impedantie van de kring, afhankelijk van de frequentie.
   Kromme I: De kring heeft een totale verlieswaarde van ca. 110 Ω
   Kromme II: De totale verlieswaarde is ca. 210 Ω
   Kromme III: De totale verlieswaarde is ca. 320 Ω

d, waarmee het kernlichaam *b* op en neer kan worden geschoven. Naarmate de kern meer in de spoel wordt geschoven, wordt de zelfinductie groter. Deze kern is van speciaal magnetisch materiaal gemaakt.

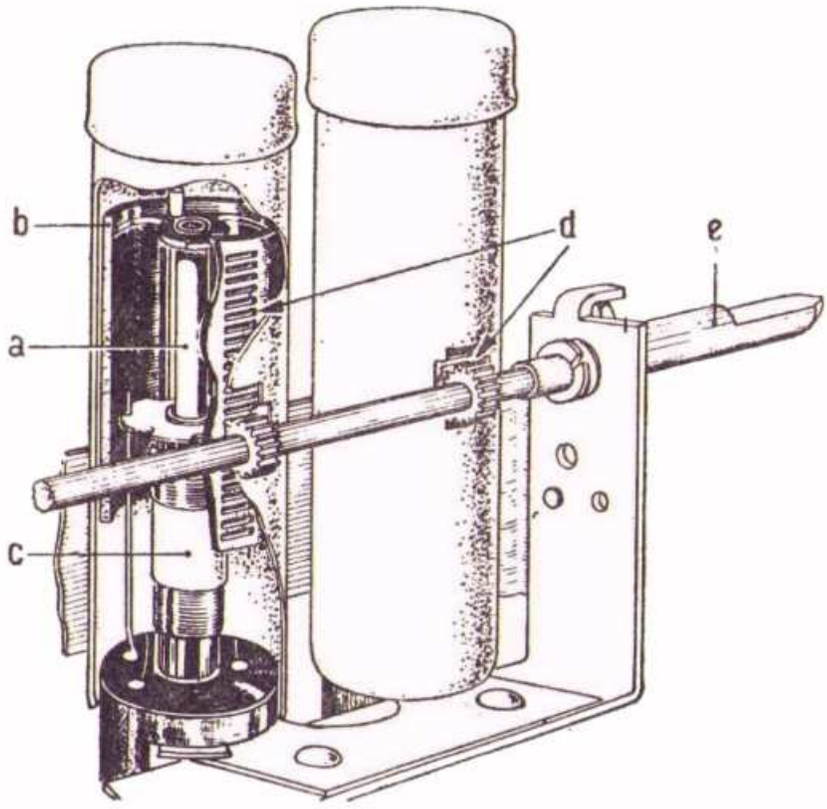


Fig. 15
Schets van een spoelstel met variabele zelfinductie.
a = kern van ijzerpoeder
b = kernlichaam
c = spoel
d = tandradoverbrenging waarmee de kern *a* in de spoel *c* kan worden geschoven.
e = aandrijfas

Fig. 16 toont een andere uitvoering van een variabele zelfinductie. Hierbij wordt een schuin toelopende metalen kern *a*, dia op het aandrijfkoord van de afstemming is bevestigd, meer of minder in de spoel *b* geschoven. De zelfinductie wordt hierbij kleiner naarmate de metalen kern meer in de spoel wordt gebracht. Het in resonantie brengen van de kring door middel van verandering van de capaciteit of de zelfinductie noemt men afstemmen.

De formule op blz. 12 geeft ook aan hoe groot het frequentiegebied is van een bepaalde afstemkring. Heeft men bij een bepaalde waarde van de spoel en de condensator een frequentie van 500 kHz, en varieert men de capaciteit van de condensator zodanig dat deze 9 maal zo klein is

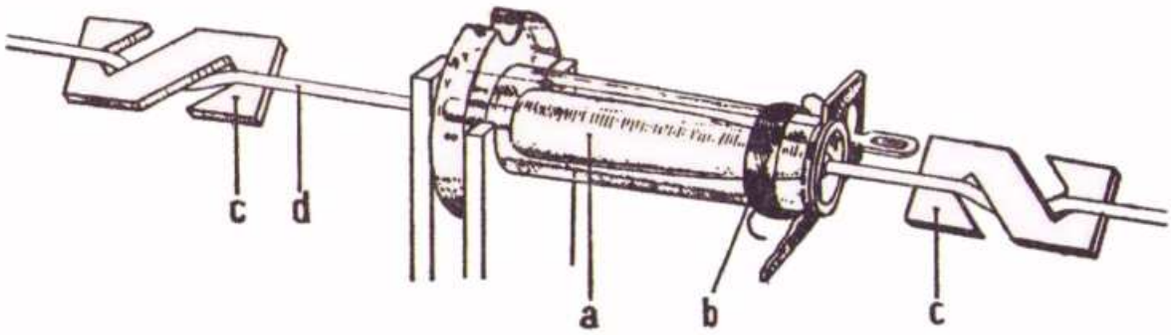


Fig. 16
Schets van een variabele zelfinductie voor het bijregelen van een kring.
a = schuin toelopende metalen kern, bevestigd op aandrijfkoord *d*.
b = spoel
c = klemplaatjes, die de afstand, waarover de spoel zich kan verplaatsen, bepaalt.
d = aandrijfkoord.

geworden, dan zal de frequentie 3 maal zo groot geworden zijn (de capaciteit staat in deze formule onder het wortelteken). De maximum capaciteit van een variabele condensator bedraagt ca. 500 pF. Meestal staat parallel aan deze condensator nog een afregelcondensator of trimmer met een capaciteit van ca. 25 pF, terwijl bovendien de bedrading t.o.v. het chassis een bepaalde capaciteit (b.v. ca. 15 pF) vertegenwoordigt (deze z.g. parasitaire capaciteit ontstaat doordat de tussenliggende bedrading als de ene

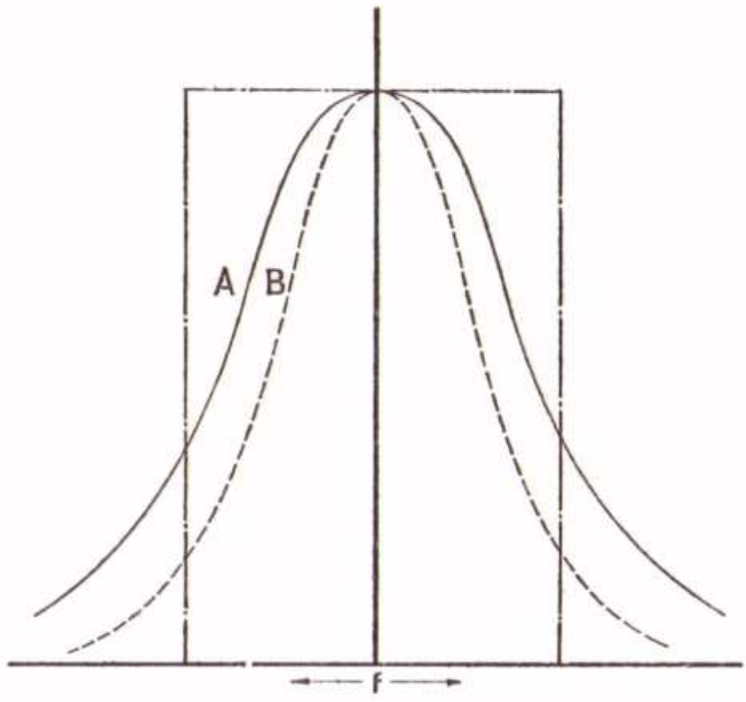


Fig. 17
Twee voorbeelden *(A* en *B)* van een resonantiekromme van een enkele kring. De hogere modulatiefrequenties worden hierbij sterk verzwakt. De rechthoek geeft de vorm aan van een ideale resonantiekromme.

plaat dienst doet en het chassis als de andere plaat, lucht is dan het diëlektricum). De totale capaciteit in de maximum stand van de condensator is dan 500 + 25 + 15 = 540 pF. De minimum capaciteit wordt bepaald door de nulcapaciteit van de variabele condensator in combinatie met de hiervoor genoemde capaciteiten van 25 + 15 pF. Stellen we de totale minimumcapaciteit op 60 pF, dan wordt de maximale capaciteitsvariatie 60 pF : 540 pF = 1 : 9. Zoals hierboven reeds vermeld, varieert de frequentie, waarvoor de kring in resonantie kan worden gebracht, in de verhouding 1 : 3.
Zoals wij op blz. 7 hebben gezien, moeten de frequenties van de draaggolven van de verschillende zenders in het middengolfgebied een onderling verschil hebben van 9 kHz. Men drukt de selectiviteit van de kringen van een ontvangtoestel gewoonlijk uit in de frequentieafwijking t.o.v. de resonantie-frequentie, die nodig is om een verzwakking van $^1/_{10}$ te verkrijgen. Het blijkt dan, dat men dit met een enkele kring niet kan verwezenlijken, zodat men meer kringen achter elkander gebruikt. Daar zit echter meer aan vast dan op het eerste gezicht lijkt. Uit een oogpunt van selectiviteit zou men desnoods met één kring kunnen volstaan. Deze kring zou echter een dermate scherpe top vertonen, dat de hoge modulatie-

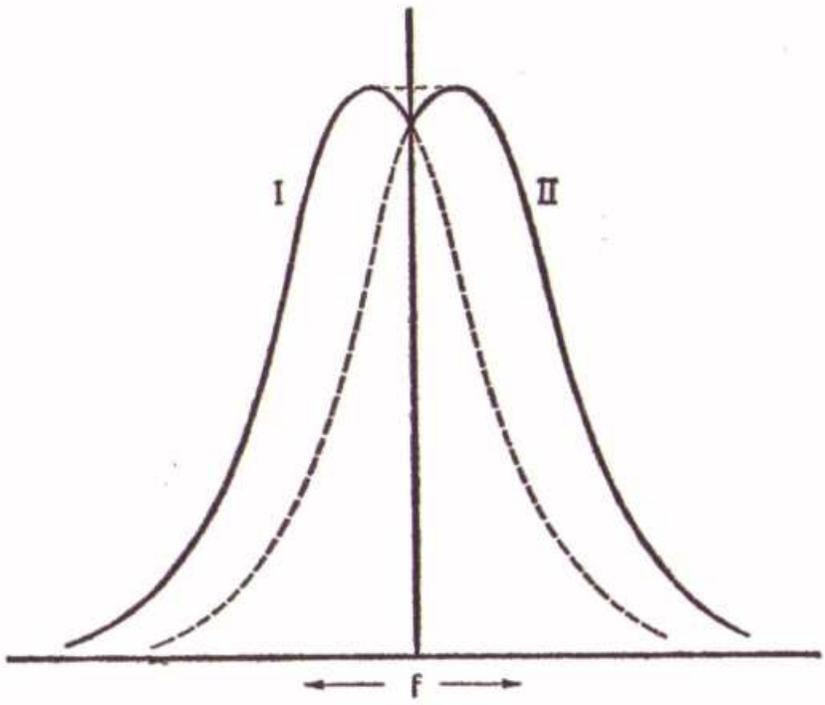


Fig. 18
Resonantiekrommen van twee ten opzichte van elkander iets verstemde kringen. De totale resonantiekromme wordt weergegeven door de getrokken lijn I - II.

frequenties te sterk zouden worden verzwakt (zie b.v. krommen *A* en *B* in fig. 17). Op blz. 7 hebben wij gezien dat de zender een frequentieband uitzendt, zodat de afstemkromme een dusdanige vorm moet hebben dat de zijbanden onverzwakt worden doorgelaten. Men zou dus eigenlijk een afstemkromme met een rechthoekige vorm (fig. 17) willen hebben: een brede top en zeer steile flanken. Een mogelijkheid daarvoor is het gebruik van meer afstemkringen die ten opzichte van elkander zijn verstemd (in televisie-ontvangers wordt dit inderdaad gedaan). De totale resonantiekromme ziet er dan uit als in fig. 18. Voor het normale radio-ontvangtoestel is dit echter geen praktische oplossing, omdat men bij toepassing van meer kringen de variabele afstemcondensator door middel van één knop wil bedienen (z.g. éénknopafstemming). De oplossing heeft men gevonden in het gebruik van gekoppelde kringen (bandfilters).

Het bandfilter

Wij hebben gezien dat de mate van magnetische koppeling tussen twee kringen wordt uitgedrukt in de coëfficiënt van wederkerige inductie. Door deze koppeling wordt het veld van de koppelende spoelen wederkerig beïnvloed. Gebruikt men nu twee afstemkringen, waarvan men de spoelen magnetisch met elkander koppelt, dan wordt het gedrag van beide kringen wederzijds beïnvloed. Als de koppeling heel zwak is, verkrijgt men een totale resonantiekromme die dezelfde vorm heeft als die van een enkele kring (fig. 20 *c*). Maakt men de koppeling vaster, dan zal de impedantie van het geheel toenemen, waardoor kromme *b* ontstaat. Ook deze kromme heeft nog een enkele top. Maakt men de koppeling nog vaster, dan zal de

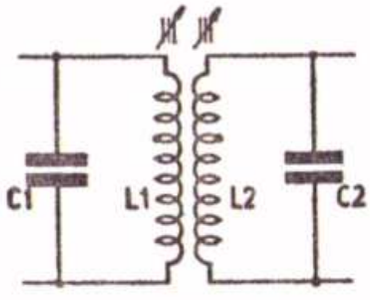


Fig. 19
Principeschema van twee magnetisch gekoppelde kringen (bandfilter).

resonantiekromme twee toppen verkrijgen (fig. 20 *a*), net als het geval was bij de totale resonantiekromme van twee ten opzichte van elkander verstemde kringen. Men noemt de kringen behorende bij kromme *c* onderkritisch gekoppeld; in het geval van kromme *b* kritisch gekoppeld. Zodra de kromme twee toppen vertoont, spreekt men van overkritische koppeling

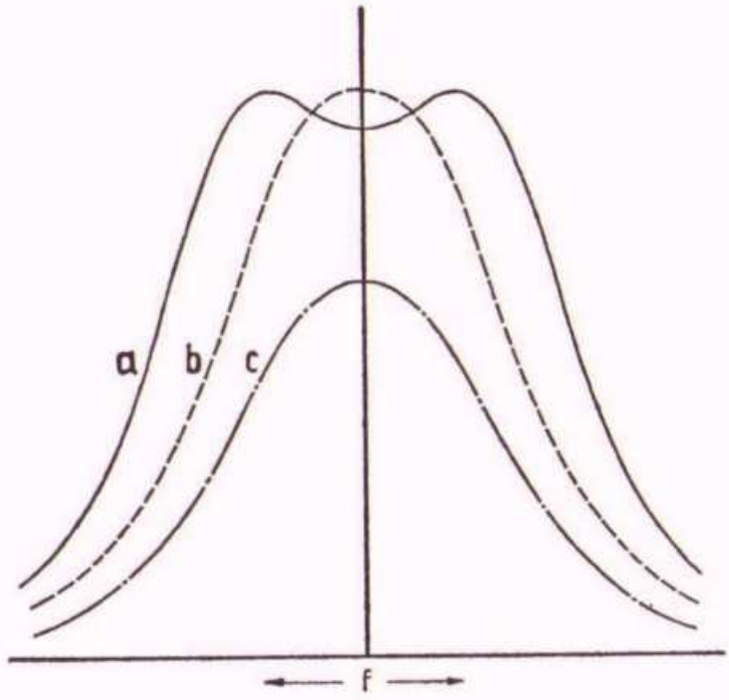


Fig. 20
Resonantiekromme van een bandfilter
a — voor overkritische koppeling
b — voor kritische koppeling
c — voor onderkritische koppeling

(a). Zolang men deze koppeling niet te vast maakt, heeft men het voordeel dat de top van de resonantiekromme vrij vlak verloopt, terwijl bij een goede kwaliteit van de kringen de steilheid van de flanken groot kan zijn. Op deze wijze kan men de ideale rechthoekige vorm van fig. 17 benaderen, waardoor de frequentieband onverzwakt wordt doorgelaten. Men noemt twee gekoppelde kringen daarom een bandfilter.
Fig. 21 geeft een beeld van een praktische uitvoering van een bandfilter. Twee spoeltjes *b* en *f* zijn op de spoelhouder *h* bevestigd. De koppeling

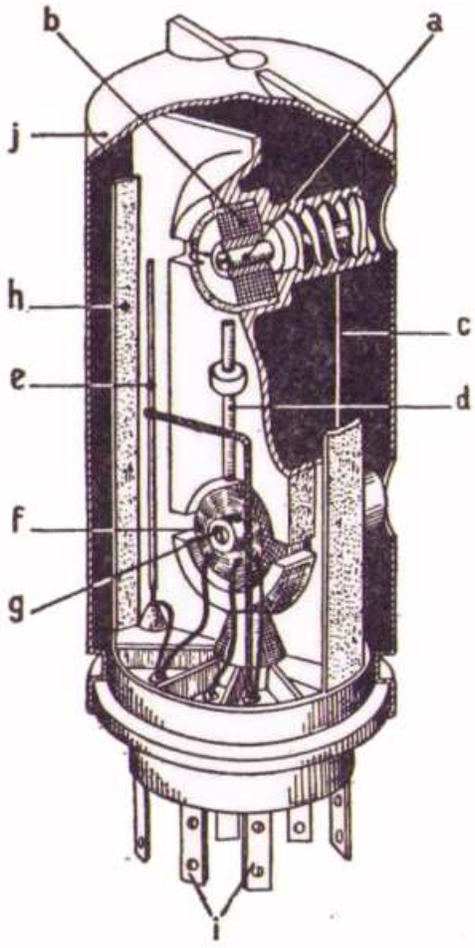


Fig. 21
Doorsnede van een magnetisch gekoppeld bandfilter.
a = inschroefbare „Ferroxcube" kern
b = spoel van de ene kring
c = vaste keramische condensator parallel aan spoel *b*
d = koppelingsstaafje van „Ferroxcube"
e = vaste keramische condensator parallel aan spoel *f*
f = spoel van de andere kring
g = inschroefbare „Ferroxcube" kern
h = spoelhouder van isolerend materiaal
i = aansluitlippen van het bandfilter
j = aluminium bus voor afscherming.

tussen de beide spoelen geschiedt door middel van wederzijdse inductie, geholpen door een staafje *d* van „Ferroxcube". Parallel aan de spoelen zijn vaste keramische condensatoren *e* en *c* geschakeld. De resonantiefrequentie van deze kringen is ca. 450 kHz. Met de inschroefbare „Ferroxcube" kernen *a* en *g* kan deze frequentie worden ingesteld. De verbindingen zijn door een geïsoleerde bodem naar buiten gevoerd via de aansluitcontacten *i*. Het geheel is afgeschermd door middel van een aluminium bus *j*.

SAMENVATTING

1. Om geluid over een grote afstand over te brengen maakt men in de radiotechniek gebruik van elektrische trillingen met hoge frequentie (draaggolf).
2. Moduleren is het enten van de L.F.-trillingen op de draaggolf. Men spreekt dan van een gemoduleerde draaggolf.
3. Als de *amplitude* van de draaggolf door de modulatie in het ritme van de L.F.-trilling wordt gevarieerd, spreekt men van amplitude-modulatie.
4. De modulatiediepte van een gemoduleerde trilling is gelijk aan:

$$\text{modulatiediepte} = \frac{\text{amplitude L.F.-trilling}}{\text{amplitude H.F.-trilling}} \times 100\%.$$

5. De golflengte van de radiogolven is gelijk aan:

$$\text{golflengte} = \frac{300.000.000}{\text{frequentie in hertz}} \text{ meter.}$$

6. Voor radio-omroepdoeleinden deelt men de golflengten in de volgende gebieden in:

lange golf	:	van 600 - 2000 m
midden golf	:	van 200 - 600 m
korte golf	:	van 10 - 200 m
ultra-korte golf	:	onder de 10 m

7. Een zender neemt als gevolg van de modulatie van de H.F.-trilling een bepaalde frequentieband in beslag; de breedte hiervan wordt bepaald door de frequentie van de hoogste modulerende toon. De frequentieband bestaat uit twee zijbanden.
8. Een afstemkring wordt gevormd door de combinatie van een spoel en een condensator. Bij parallelschakeling spreekt men van een parallelkring, bij serieschakeling van een seriekring.
9. De frequentie van een trilling in een kring is afhankelijk van de grootte van de capaciteit en van de zelfinductie. De frequentie wordt groter naarmate de capaciteit en de zelfinductie kleiner zijn, en omgekeerd.
10. De resonantie-frequentie van een kring wordt bepaald door de formule:

$$f = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC}}.$$

waarin f = frequentie in Hz
L = zelfinductie in H,
C = capaciteit in F.

11. Zodra een keten uit een samenstelling van een spoel en een condensator met weerstand bestaat, spreekt men van de impedantie van de kring (aangeduid door de letter Z).
12. De impedantie van een parallelkring is het grootst bij resonantie. Zij is gelijk aan:

$$Z = \frac{L}{rC},$$

waarin L = zelfinductie in H
r = totale verliesweerstand in de kring in Ω
C = capaciteit in F.

13. De impedantie van een seriekring is het kleinst bij resonantie. Zij is dan gelijk aan de verliesweerstand van de kring.
14. Men drukt de kwaliteit van een kring uit in de kwaliteitsfactor Q. Voor deze factor geldt de formule:

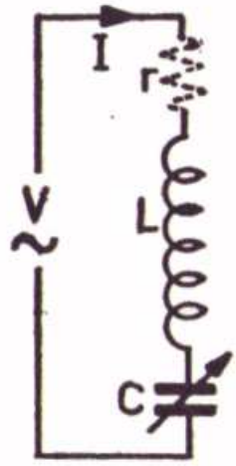
$$Q = \frac{6{,}28\, fL}{r},$$

waarin f = frequentie in Hz
L = zelfinductie in H
r = verliesweerstand in Ω.

15. Het afstemmen van een kring, d.i. het in resonantie brengen ervan, kan geschieden door middel van een variabele condensator of door middel van een spoel met variabele zelfinductie.
16. De eigenschap van een kring om stromen of spanningen met verschillende frequenties te selecteren noemt men de selectiviteit. Men drukt de selectiviteit van een afstemkring gewoonlijk uit in de frequentieafwijking t.o.v. de resonantie-frequentie, die nodig is om een verzwakking van $^1/_{10}$ te verkrijgen.
17. Twee gekoppelde kringen noemt men een bandfilter. Zodra de resonantiekromme van het bandfilter, tengevolge van de koppeling, twee toppen vertoont, noemt men de koppeling overkritisch.

OPGAVEN

1. De golflengte van een zender is 50 m. Wat is de frequentie van de draaggolf?
2. De frequentie van de draaggolf van een zender is 5 MHz. Wat is de golflengte?
3. Een H.F.-spanning heeft een amplitude van 10 V. Zij wordt gemoduleerd met een L.F.-spanning ($f = 1000$ Hz), met een amplitude van 4 V. Hoe groot is de modulatiediepte? Hoe ziet de gemoduleerde H.F.-trilling er dan uit?
4. Als bij dezelfde H.F.-trilling de modulatiediepte 60% is, hoe groot is dan de amplitude van de modulerende L.F.-trilling?
5. In onderstaande schakeling is de kring in resonantie voor een frequentie van 1 MHz. De generatorspanning V bedraagt 0,1 V_{eff}. De weerstand $r = 5\ \Omega$. Hoe groot is dan de wisselstroom I?



HOOFDSTUK 2

DETECTIE

Detectie (demodulatie)

Zoals wij in het vorige hoofdstuk hebben geschreven, werken de meeste omroepzenders met amplitude-modulatie van de draaggolf. Wij zullen ons bij het behandelen van de detectie dan ook uitsluitend bezig houden met het gelijkrichten van in de amplitude gemoduleerde signalen.
Bij amplitude-modulatie wordt de amplitude in het ritme van de frequentie van de modulerende spanning gevarieerd. De grootte van deze variatie is afhankelijk van de grootte van de modulerende spanning.

In fig. 22 zien wij:
a) een ongemoduleerde H.F.-trilling,
b) deze H.F.-trilling voor 25% gemoduleerd,
c) dezelfde H.F.-trilling, doch nu voor 50% gemoduleerd,
d) dezelfde H.F.-trilling, doch voor 100% gemoduleerd.

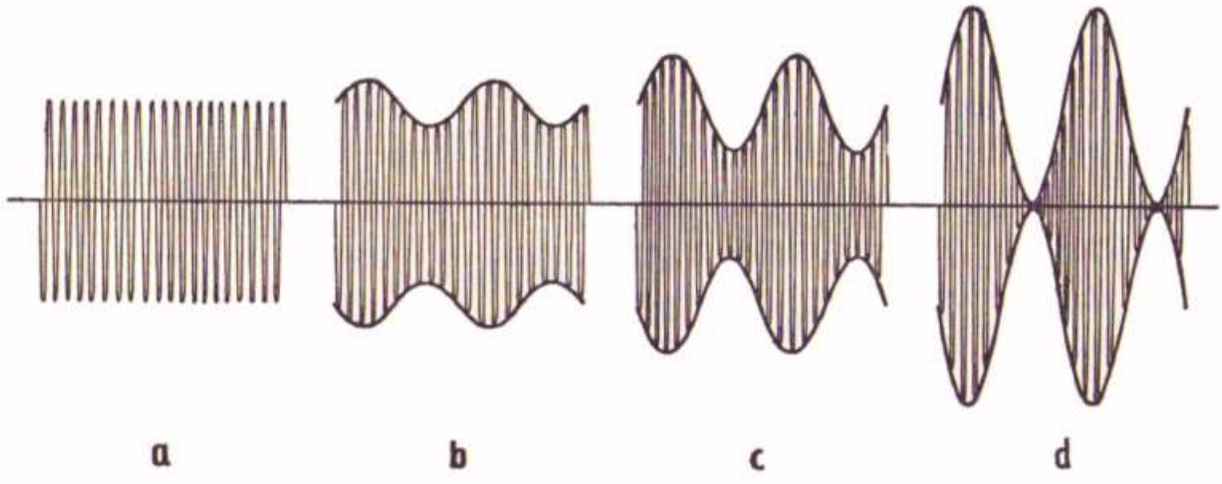


Fig. 22
a. Ongemoduleerde H.F.-trilling.
b. Deze H.F.-trilling voor 25% gemoduleerd.
c. Dezelfde H.F.-trilling voor 50% gemoduleerd.
d. Dezelfde H.F.-trilling voor 100% gemoduleerd.

Uit deze figuur is te zien, dat in *c* de grootte van de modulerende spanning tweemaal zo groot is als die in *b*, terwijl in *d* deze spanning weer tweemaal zo groot is als die in *c*. Zoals wij in het vorige hoofdstuk hebben gezien, wordt dit uitgedrukt door de modulatiediepte, die de verhouding geeft van de amplitude van de modulerende spanning tot die van de ongemoduleerde H.F.-spanning.
Wij zullen in de loop van dit hoofdstuk zien, dat bij ontvangst van bovengenoemde drie signalen (*b, c* en *d)* de L.F.-wisselspanning aan de weergever (hoofdtelefoon) ook afhankelijk is van de modulatiediepte. Met andere woorden: signaal *c* levert een tweemaal zo hoge L.F.-spanning als signaal *b*, enz.
Voordat nu het geluid (modulatie) hoorbaar is, moet nog iets met het gemoduleerde H.F.-signaal gebeuren. We moeten nl. de L.F.-modulatie scheiden van de H.F.-draaggolf. Deze bewerking noemen we *demodulatie* of *detectie,* en dat gedeelte van de radio-ontvanger waar deze detectie plaats heeft, noemen we *detector.*
De detector is een van de meest essentiële onderdelen van een radio-ontvanger; zonder detector is het niet mogelijk L.F.-modulatie vrij te maken van de H.F.-draaggolf. In een moderne omroepontvanger komen ook nog H.F.-, M.F.- en L.F.-versterkers voor.
De H.F.- en de middenfrequentieversterker maken de ontvanger gevoelig voor zeer kleine signaalsterkten. De L.F.-versterker stelt ons in staat een groot geluidsvolume te produceren. Wanneer aan deze eigenschappen echter geen eisen worden gesteld, kunnen we deze versterkers weglaten. De detector moet echter steeds aanwezig zijn om radio-ontvangst mogelijk te maken.
Hoe wordt nu detectie verkregen? Het antwoord is: door gebruik te maken van een gelijkrichter. Hier komt alweer een vraag naar voren en wel: Wat is een gelijkrichter? Een gelijkrichter is een inrichting die van een wisselstroom maar één helft van iedere periode doorlaat; de andere helft wordt daarentegen tegengehouden.
De werking van een gelijkrichter kunnen we gemakkelijk als volgt zichtbaar maken (zie fig. 23). Wordt in de schakeling van fig. 23a aan de punten I en II een oscilloskoop aangesloten, dan zien we op het scherm een beeld volgens fig. 23c. Nemen we nu in de secundaire keten van de transformator een gelijkrichtelement *A* op (fig. 23b), dan zal een beeld volgens fig. 23d op het oscilloskoopscherm verschijnen. Wij zien dan, dat de spanning over de weerstand *R* alleen maar uit de positieve helften

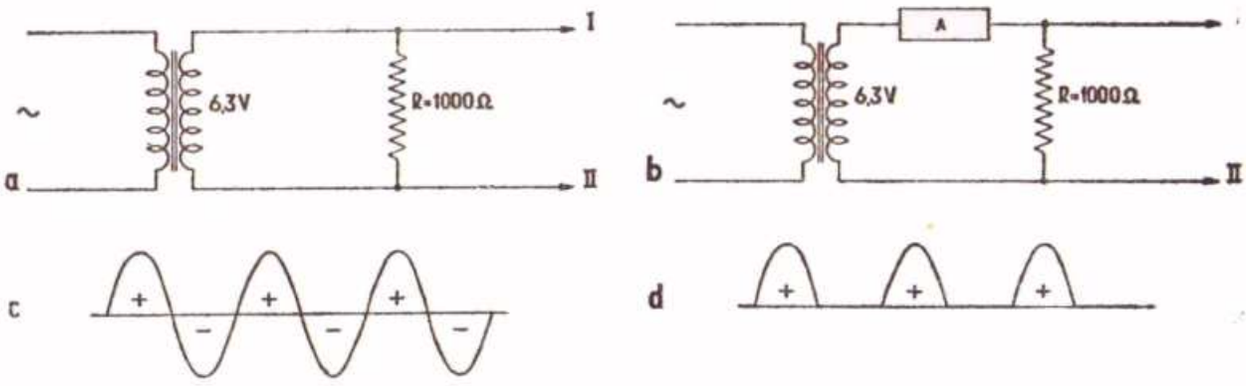


Fig. 23

a. Meetschakeling voor het aantonen van een wisselspanning. De klemmen I en II worden op een oscilloskoop aangesloten.
b. Meetschakeling *a* met tussenvoeging van een gelijkrichtend element A.
c. Het beeld van de wisselspanning dat men bij schakeling *a* op een katodestraaloscilloskoop ziet.
d. Het beeld van de gelijkgerichte spanning dat men in schakeling *b* op een katodestraaloscilloskoop ziet.

van de oorspronkelijke wisselspanning bestaat. Er wordt nu slechts in één richting stroom doorgelaten, nl. de positieve richting; we zeggen nu dat de spanning is gelijkgericht.

In de begintijd van de radiotechniek werd voor de detector gebruik gemaakt van de gelijkrichtende werking van bepaalde kristallen. Een dergelijke detector werd daarom kristaldetector genoemd. Deze was echter zeer onstabiel en werd, na het verschijnen van de radiobuis, vrijwel niet meer gebruikt.

Tijdens de tweede wereldoorlog werd een kristaldetector met zeer goede en stabiele eigenschappen ontwikkeld. Hiervoor wordt het element germanium toegepast. Aangezien de meeste gelijkrichtbuizen worden aangeduid

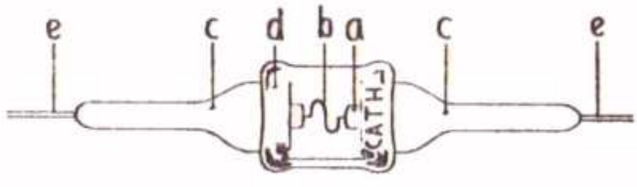


Fig. 24
Germaniumdiode.
a = Schijfje germanium
b = Contactdraadje van wolfram
c = Metalen houders
d = Glazen buisje aan houders *c* *gesmolten*
e = Aansluitdraden

met het woord diode, wordt deze kristaldetector vrijwel algemeen germaniumdiode genoemd. Deze germaniumdioden worden de laatste tijd steeds meer gebruikt in de radio-, televisie- en meettechniek.
In fig. 25 is een germaniumdiode schematisch weergegeven. De stroom wordt doorgelaten in de richting van de pijl, dus hier van links naar rechts. Het aansluitpunt waar de stroom de diode verlaat, wordt katode genoemd.

Fig. 25
Schematische voorstelling van een germaniumdiode.

De gelijkrichtende eigenschap kunnen we in een grafiek uitbeelden(fig. 26). Deze grafiek wordt de gelijkrichtingskarakteristiek genoemd, omdat hiermee als het ware het karakter van de gelijkrichter wordt weergegeven.
Voor de positief gerichte spanning laat de diode een grote stroom door, voor de negatief gerichte spanning daarentegen bijna geen stroom. De stroom in negatieve richting is echter zó klein, dat we deze bij onze toepassingen kunnen verwaarlozen.

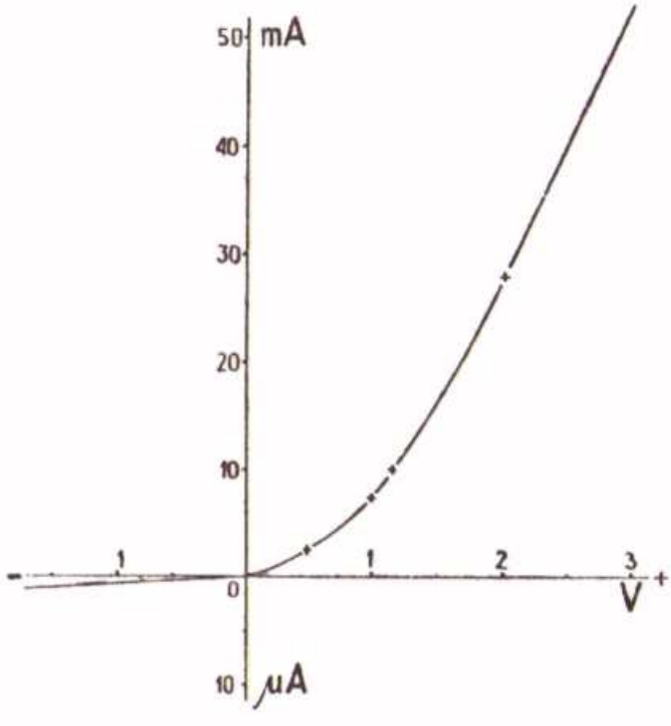


Fig. 26
Karakteristiek van een germaniumdiode. In positieve richting is de stroomschaal uitgedrukt in mA, in negatieve richting daarentegen in μA.

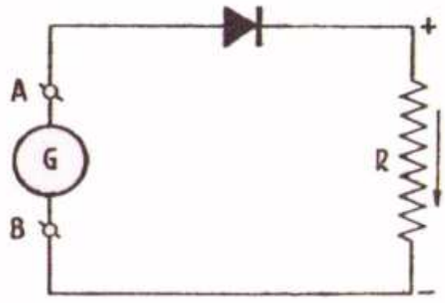


Fig. 27
Eenvoudige gelijkrichtschakeling met een germaniumdiode.
G = H.F.-generator, die een ongemoduleerde of een gemoduleerde H.F.-spanning kan leveren.

We willen nu eens zien wat er gebeurt, als we de vier spanningen van fig. 22 aan een germaniumdiode aanleggen. Hiertoe gaan we uit van de schakeling van fig. 27. Via de weerstand *R* wordt nu H.F.-spanning, waarvan de frequentie b.v. 1,5 MHz is al of niet gemoduleerd, aan de germaniumdiode toegevoerd. Wanneer klem *A* van de generator *G* positief is, laat de diode de stroom door en vloeit door *R* een stroom in de richting van de pijl. Is echter de klem *B* positief, (dus *A* negatief) ,dan kan er geen stroom vloeien, aangezien de diode nu als een praktisch volkomen isolator werkt. Door de weerstand *R* gaan dus stroomstootjes, zoals fig. 22d voorstelt.
Hoe groot deze stroomstootjes door *R* zullen zijn, kunnen we in fig. 28 zien. Wij tekenen daartoe symmetrisch onder de karakteristiek van de diode, de wisselspanning van de generator. De positief gerichte halve perioden worden doorgelaten en de grootte van de hierdoor ontstane stroom kan uit de karakteristiek worden bepaald. Uit de wet van Ohm volgt dat de waarde van deze stroom door *R* tevens een maat is voor de spaning over *R*.
Uit fig. 28 kunnen we nu het volgende zien:

Fig. 28a: na gelijkrichting van een ongemoduleerd H.F.-signaal ontstaat een gelijkstroom, die bestaat uit zeer vele stroomstootjes; in dit geval 1.500.000 per seconde. Deze voorstelling is niet helemaal juist, maar voor ons doel wordt de waarheid voldoende benaderd. Later zullen wij nog hierop terugkomen.
Fig. 28b t/m d.: na gelijkrichting van een gemoduleerd H.F.-signaal ontstaan weer gelijkstroomstootjes, waarvan nu echter de amplitude varieert in het ritme van de modulatie.

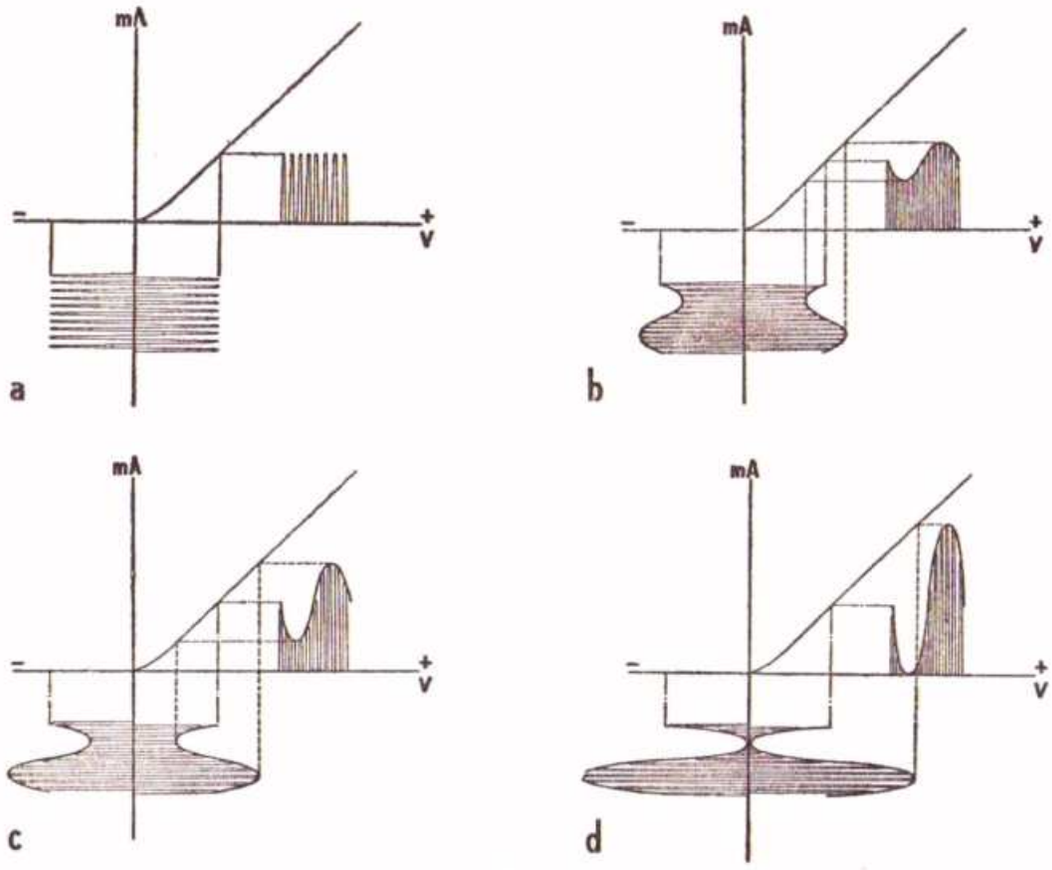


Fig. 28
Grafische voorstelling van de gelijkrichting van een H.F.-signaal.
a. Ongemoduleerd (frequentie 1,5 MHz)
b. 25% gemoduleerd
c. 50% gemoduleerd
d. 100% gemoduleerd

De in fig. 28c getekende gelijkgerichte stroom is nog eens in fig. 29a vergroot afgebeeld. Deze stroomvorm kunnen we ons opgebouwd denken uit een gelijkstroom (fig. 29b) en een wisselstroom (fig. 29c), waarvan de nullijn overeenkomt met de amplitudewaarde van de gelijkstroomstootjes van fig. 29b.

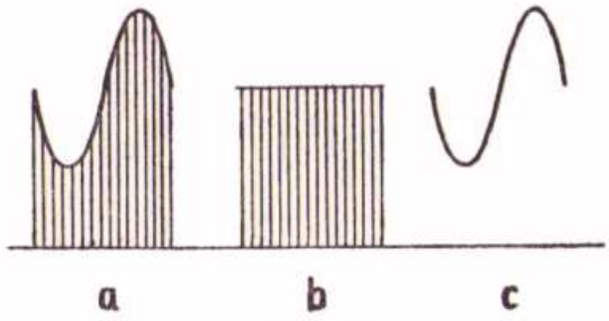


Fig. 29
a. Gelijkgerichte H.F.-draaggolf, 50% gemoduleerd.
b. Gelijkstroomcomponent.
c. L.F.-component.

Uit fig. 28b-c-d blijkt ook nog dat bij een bepaalde sterkte van de draaggolf, na gelijkrichting, de amplitude van de L.F.-wisselstroom (fig. 29c) evenredig is met de modulatiediepte. We kunnen ook zeggen, dat de amplitude van de L.F.-wisselstroom gelijk is aan de amplitude van de H.F.-draaggolf maal de modulatiediepte in %. Een tweemaal zo sterke H.F.-draaggolf, gemoduleerd tot dezelfde modulatiediepte, geeft dus na gelijkrichting een tweemaal zo grote L.F.-wisselspanning. Dit is weergegeven in fig. 30.

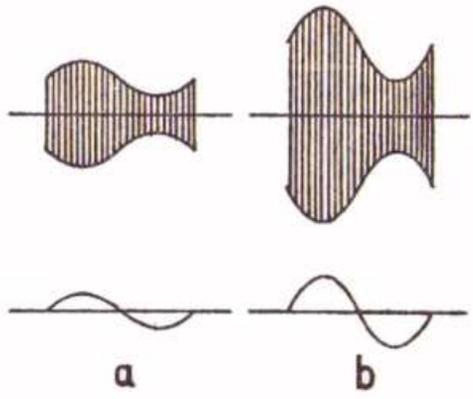


Fig. 30
Bij gelijke modulatie is de L.F.-component evenredig met de sterkte van de draaggolf.

Ter illustratie enige voorbeelden:

1. De amplitude van de draaggolf is 2 V. De modulatiediepte bedraagt 50%. De amplitude van de L.F.-spanning is dan $\frac{50}{100} \times 2 = 1$ V.
2. De amplitude van de draaggolf is 4 V. De modulatiediepte is weer 50%. Thans is de amplitude van de L.F.-spanning echter 2 V.

Enige eenvoudige ontvangers met een germaniumdiode

We zullen eens zien, hoe we met een germaniumdiode als detector een zeer eenvoudige radio-ontvanger kunnen maken. Fig. 31 geeft hiervan het principeschema. De onderdelen hiervan zijn:

C_1 - antenne-koppelcondensator met een capaciteit van 50-100 pF.
C_2 - afstemcondensator met maximum capaciteit van 500 pF.
C_3 - telefooncondensator met een capaciteit van 1000-2000 pF.
L - afstemspoel. De waarde hiervan is afhankelijk van het frequentiegebied, dat we met de kring L-C_2 willen afstemmen (zie hiervoor hoofdstuk 1).
T - hoofdtelefoon met hoge weerstand.

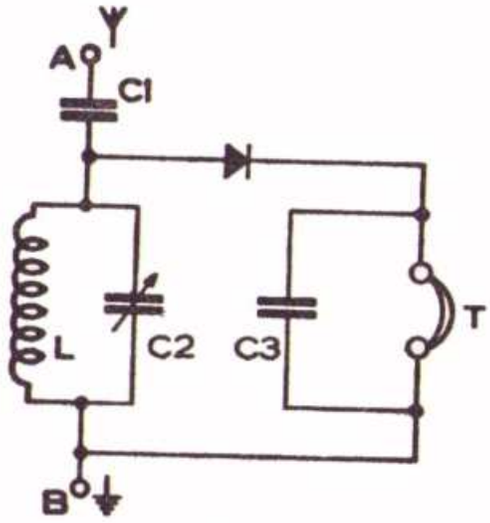


Fig. 31
Principeschema van een eenvoudige kristalontvanger (met capacitieve antennekoppeling).

Punt *A* wordt met een antenne verbonden en punt *B* met een aardleiding. Vergelijken we nu fig. 31 met fig. 27, dan zien we de volgende overeenkomst:

a. De afstemkring L-C_2 is te vergelijken met de H.F.-generator *G* van fig. 27. Als deze kring op een bepaalde zender is afgestemd, ontstaat hierover een gemoduleerde H.F.-spanning met een frequentie gelijk aan die van de draaggolf, waarop is afgestemd.
b. De detector (gelijkrichter) is op dezelfde manier geschakeld.
c. De hoofdtelefoon *T* kan worden vergeleken met de weerstand *R* van fig. 27.

Wordt de zender, waarop L-C_2 is afgestemd, niet gemoduleerd, dan gaat door de telefoon alleen een gelijkstroom (fig. 28a en fig. 29b). Deze gelijkstroom is niet hoorbaar in de telefoon, omdat de trilplaat alleen reageert op een L.F.-stroomverandering. Zodra echter de zender een gemoduleerde draaggolf uitzendt, wordt de telefoon door een L.F.-wisselstroom doorlopen (fig. 28b-c-d en fig. 29c). Deze L.F.-wisselstroom vloeit door de spoeltjes van de telefoon. Onder invloed hiervan komt de trilplaat van de telefoon in trilling en we horen geluid.

Over de functie van de condensator C_3 is tot nu toe nog niet gesproken. Hiertoe moeten we teruggaan naar de beschrijving van fig. 28a. Daarbij hadden we gemakshalve aangenomen, dat de gelijkgerichte stroom een gelijkstroom is. Dit is niet helemaal waar: deze stroom bevat nl. een H.F.-component met dezelfde frequentie als de draaggolf. De telefoon gedraagt zich als een grote zelfinductie (vele windingen om ijzeren poolschoenen)

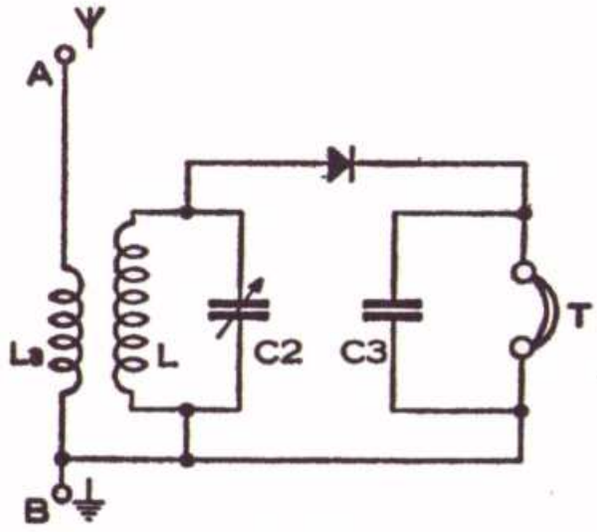


Fig. 32
Principeschema van een eenvoudige kristalontvanger met inductieve antennekoppeling.

en biedt dus aan dit H.F.-deel van de stroom een grote weerstand. De wisselstroomweerstand van een spoel is gelijk aan 6,28 fL). Een condensator daarentegen biedt des te minder weerstand aan de stroom naarmate de frequentie hoger is. Door C_3 parallel aan de telefoonspoeltjes te schakelen, vindt de H.F.-component van de gelijkgerichte stroom een gemakkelijke weg over deze condensator. Een dergelijke condensator wordt dan ontkoppelcondensator genoemd (in dit speciale geval ook wel telefooncondensator). De waarde van C_3 wordt zodanig gekozen, dat de weerstand voor de L.F.-modulatie-frequentie groot is, zodat de L.F.-stroompjes nagenoeg onverzwakt door de telefoonspoeltjes gaan.
Bij de hier beschreven ontvanger wordt de H.F.-spanning die in de antenne wordt opgewekt, via een condensator (C_1) aan de afstemkring L-C_2 toegevoerd; een dergelijke schakeling heet: capacitieve antennekoppeling). Bij de moderne ontvangers wordt een dergelijke koppeling bijna niet meer toegepast. Hierbij wordt de antennespanning meestal langs inductieve weg op de afstemkring overgebracht. Fig. 32 geeft hiervan het schema. Wij spreken dan van inductieve antennekopeling. De afstemspoel L en de antenne-spoel La zijn hierbij op één spoellichaam gemonteerd. Tengevolge van de in de antenne aanwezige H.F.-spanning vloeit door de antennekoppelspoel La een H.F.-stroom. Het hierdoor ontstane krachtlijnenveld snijdt de afstemspoel L, waardoor hierin een H.F.-spanning wordt geïnduceerd.
Door de selecterende werking van de afstemkring zal een zender die werkt

op de resonantie-frequentie van L-C_2, de grootste spanning over de afstemkring doen ontstaan. Deze zender zal dus het sterkst worden ontvangen (zie hoofdstuk 1). Hoewel deze ontvanger door de selecterende werking van de kring reeds een zekere voorkeur heeft voor de zender waarop de kring is afgestemd, is een storingsvrije ontvangst niet altijd verzekerd. De plaatselijke omstandigheden kunnen zodanig zijn dat verscheidene zenders een even grote spanning in de ontvangantenne opwekken. Als hun frequentieverschil niet zeer groot is (b.v. minder dan 50 à 100 kHz), dan zullen we altijd een naburige zender (hoewel zwakker) door de gewenste zender heen horen. We zeggen dan dat de ontvanger niet selectief is. De selectiviteit kan worden verbeterd door gebruik te maken van twee kringen, die beide op dezelfde frequentie worden afgestemd. Hierdoor wordt tweemaal selectie toegepast en een zender buiten afstemming zal dus extra worden verzwakt. Fig. 33 laat het principeschema van een dergelijke ontvanger zien. De beide afstemkringen L_1-C_1 en L_2C_2 zijn aan elkander gelijk en worden beide op de frequentie van de te ontvangen zender afgestemd. Ook in deze schakeling kan weer capacitieve antennekoppeling worden toegepast.

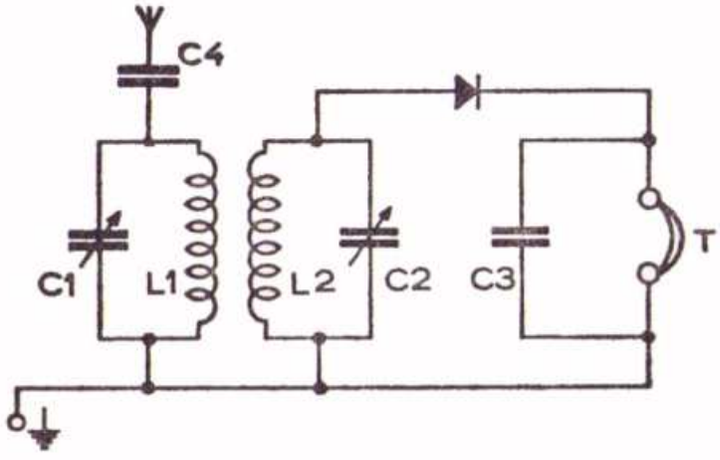


Fig. 33
Principeschema van een eenvoudige kristalontvanger met twee inductief gekoppelde afstemkringen (met capacitieve antennekoppeling).

Voor een gegarandeerd storingsvrije ontvangst is de nu verkregen selectiviteit nog onvoldoende. Bij de bespreking van moderne ontvangers zullen we zien dat voor een goede selectiviteit minstens vier afstemkringen nodig zijn.

Met de in de fig. 31, 32 en 33 weergegeven ontvangers kunnen lokale zenders goed worden ontvangen. Het loont daarom zeker de moeite zulk een ontvanger voor studiemateriaal te maken. Men dient hierbij echter steeds

één ding voor ogen te houden. De prestaties van een dergelijke ontvanger zijn beperkt. Alle energie die in de telefoon wordt omgezet in geluid, moet door de antenne worden geleverd. In de ontvanger zelf zijn immers geen energie leverende elementen aanwezig. Dit houdt in dat we voor ontvangst van zenders op enige afstand (30 - 60 km) een hoge en lange antenne nodig hebben. Verder is een goede aardverbinding van zeer groot belang.

Wisselstroommeters

Het meten van gelijkspaningen en -stromen met een weekijzermeter berust op het gelijknamig magnetiseren van twee ijzeren plaatjes, die zich in een spoel bevinden, zodat met deze meter zonder meer ook wisselspanningen en -stromen kunnen worden gemeten. Hoewel de weekijzer-stroommeter goed kan worden gebruikt voor het meten van de door een ontvanger of versterker uit het lichtnet opgenomen stroom, wordt hij voor de radio-service toch weinig gebruikt. Het is bij dit type instrument nl. niet eenvoudig om het geschikt te maken voor meer stroombereiken. Dit is wel het geval met de draaispoelmeter, die op eenvoudige wijze, met behulp van parallelweerstanden (shunts), voor verschillende stroombereiken geschikt kan worden gemaakt.

Als wisselspanningsmeter heeft de weekijzermeter de volgende bezwaren:

a. voor het volledig uitslaan van de meter is een betrekkelijk grote stroom nodig (10 mA of meer), zodat als voltmeter de gevoeligheid gering is, nl. een lage ohm/volt waarde;
b. de aanwijzing van de meter is, ten gevolge van de zelfinductie van de meetspoel, sterk van de frequentie afhankelijk. Bij een frequentie hoger dan 200 à 400 Hz wordt de meter ongevoeliger en wijst dan een lagere dan de werkelijke waarde aan. Deze miswijzing wordt groter naarmate de frequentie hoger is. Voor metingen aan L.F.-versterkers, waarbij we met frequenties van 30 Hz tot 10.000 Hz hebben te maken, is de weekijzermeter dan ook onbruikbaar.

Deze bezwaren kunnen we als volgt omzeilen. De te meten wisselspanning (of wisselstroom) wordt eerst omgezet in een gelijkspanning. Daarna wordt deze gelijkspanning met een draaispoelmeter gemeten. Voor het omzetten van de wisselspanning in een gelijkspanning kunnen we weer gebruik maken van de germaniumdiode. Als we in fig. 23b de weerstand *R* vervangen door een draaispoelmeter met een meetbereik van b.v. 10 V,

zullen we een uitslag van de meter waarnemen. De meter zal echter minder dan 6,3 V (de spanning van de transformator) aanwijzen. Dit is als volgt in te zien: Aan de meter wordt alleen gedurende de positieve helft van iedere periode stroom toegevoerd. De draaispoelmeter wijst de gemiddelde waarde aan, die lager is dan de effectieve waarde van de te meten wisselspanning. Men zou hierin verbetering kunnen krijgen door ook de negatieve helft van iedere periode nuttig te gebruiken. Dit kan men bereiken met de schakeling van fig. 34. Als de schakelaar *S* geopend is, is de stroom door de meter zoals in fig. 34b is weergegeven. Diode *A* doet nu alleen dienst. De aanwijzing van de meter is gelijk aan het niveau I. Wordt de schakelaar *S* gesloten, dan wordt diode *B* bijgeschakeld. Gedurende de tijd dat *A* een negatieve spanning krijgt toegevoerd, is de spanning aan *B* positief. *B* neemt dus de tot nu toe onwerkzame helft van iedere periode voor haar rekening en voert de resulterende gelijkspanning eveneens aan de meter toe. Fig. 34c geeft het beeld van de stroom als beide helften van de periode worden gelijkgericht. Het niveau II stelt nu de gemiddelde waarde voor en het blijkt, dat deze waarde tweemaal zo groot is als die

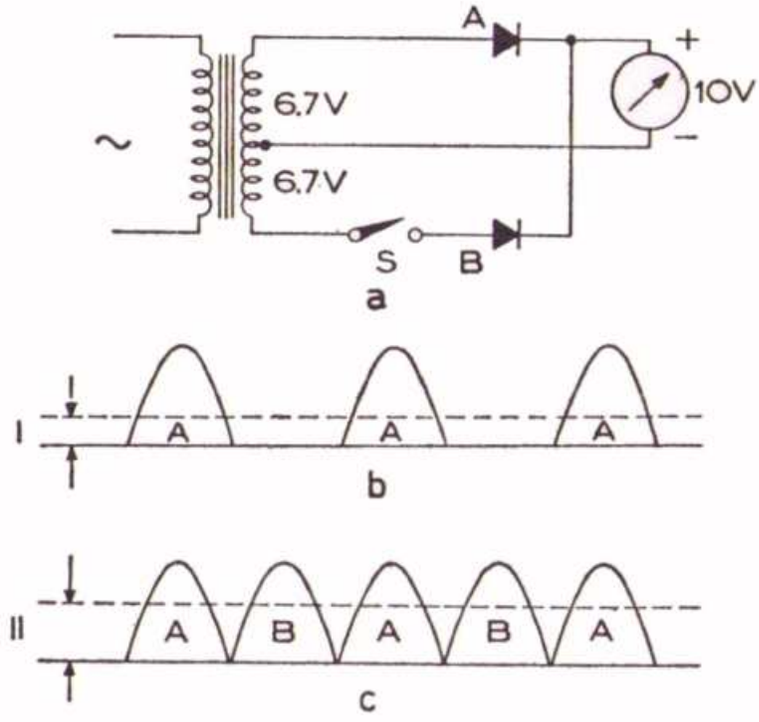


Fig. 34

a. Schakeling ter demonstratie van enkelfazige (schakelaar *S* open) en dubbelfazige (schakelaar *S* gesloten) gelijkrichting.
b. Enkelfazig gelijkgerichte spanning. I geeft het niveau van de gemiddelde gelijkspanning aan.
c. Dubbelfazig gelijkgerichte spanning. II geeft het niveau van de gemiddelde gelijkspanning aan.

van het niveau I (de gemiddelde waarde van een sinusvormige wisselstroom of -spanning is gelijk aan 0,64 × de maximum waarde).
In fig. 34b wordt slechts één faze (de positieve) van een periode gelijkgericht. We spreken dan van *enkelfazige gelijkrichting*. In fig. 34c worden daarentegen beide fazen (positief en negatief) van de periode benut. In dat geval spreken we van *dubbelfazige gelijkrichting*.
We zien uit fig. 34 dat dubbelfazige gelijkrichting effectiever is. Ter verduidelijking een meetvoorbeeld. In de schakeling van fig. 34 met de vermelde spanningen van 2 × 6,7 V en een draaispoelmeter met een bereik van 0 - 10 V (1000 Ω/V) geeft de meter met open schakelaar *S* een uitslag van 3 V, met gesloten schakelaar een uitslag van 6 V.
Hieruit blijkt, dat het bij het meten van wisselspanningen terdege zin heeft dubbelfazige gelijkrichting toe te passen.
Nu is de schakeling van fig. 34 voor het meten van wisselspanningen geen gelukkige oplossing. Deze schakeling vereist een dubbele meetspanning. Bovendien heeft men drie verbindingsdraden van de wisselspanning naar het meetinstrument nodig. Om dit te vermijden past men een andere schakeling toe, die bekend is onder de naam brug-gelijkrichter (Graetzschakeling). Hierin worden vier dioden zodanig geschakeld, dat op eenvoudige wijze dubbelfazige gelijkrichting wordt verkregen. Fig. 35 geeft deze schakeling weer. De te meten wisselspanning wordt aan de punten *A* en *B* toegevoerd. Als *A* positief is, is de stroomrichting *A*-I-*M*-II-*B*. Tijdens de halve periode dat *B* positief is, gaat de stroom in de richting *B*-III-*M*-IV-*A*. De stroom door de meter *M* krijgt dus weer het karakter van fig. 34c, dus van dubbelfazige gelijkrichting. In dit geval heeft men echter slechts twee aansluitingen voor de wisselspanning.

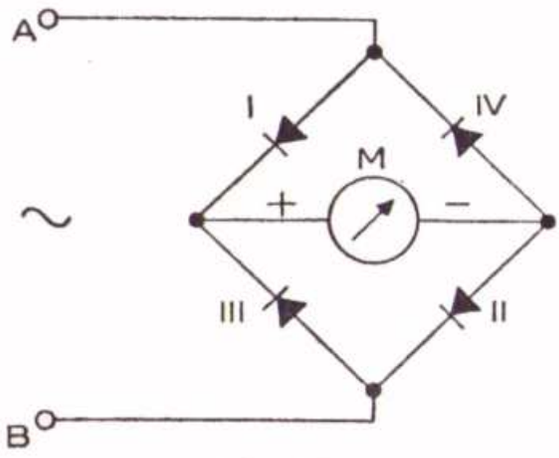


Fig. 35
Gelijkrichtschakeling van Graetz.

Met behulp van een watervoorbeeld kan men een goed inzicht verkrijgen van de werking van de Graetz-schakeling. In fig. 36 is een buizenstel met een pompinstallatie getekend, dat dezelfde werking vertoont als de elektrische Graetz-schakeling. De cylinder *A* en het daarmee verbonden buizenstelsel zijn geheel gevuld met water. I, II, III en IV zijn kleppen die het water slechts doorlaten in de getekende pijlrichting. (Een dergelijke klep of ventiel is in wezen niets anders dan een gelijkrichter.)

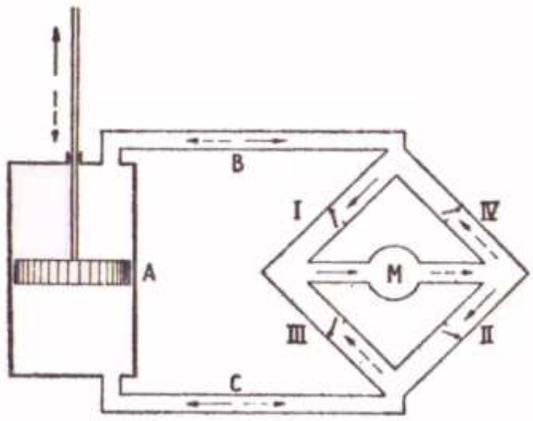


Fig. 36
Watervoorbeeld ter illustratie van de schakeling van Graetz.

Bewegen we de zuiger *D* in opwaartse richting, dan zal het water gaan lopen in de richting zoals door de getrokken pijlen is aangegeven. Een neergaande beweging van de zuiger *D* veroorzaakt een beweging van het water in de richting van de gestippelde pijlen. Wij zien nu dat:

a. door de buizen *B* en *C* een wisselstroom vloeit;
b. door de kleppen I en II water gaat als de kleppen III en IV gesloten zijn en omgekeerd. De waterdoorgang door de kleppen is te vergelijken met een enkelfazige gelijkgerichte stroom;
c. door *M* vloeit een gelijkstroom;
d. de wisselstroom, opgewekt door de op- en neerwaartse bewegingen van *D*, vloeit dubbelfazig gelijkgericht door *M*.

Wij kunnen nu met de schakeling van fig. 35 op een zeer eenvoudige wijze een spannings- en stroommeter maken met verschillende meetbereiken. Voor de voltmeter kunnen we b.v. in serie met de klem *A* passende voorschakelweerstanden opnemen. Voor gebruik als stroommeter kunnen we tussen de klemmen *A* en *B* passende shunt-weerstanden schakelen.
Bij gebruik van germaniumdioden in de schakeling van fig. 35 blijkt de aanwijzing van het meetinstrument onafhankelijk van de frequentie te zijn.

Bij dezelfde spanning tussen *A* en *B* is de meteraanwijzing constant voor een frequentiegebied van ca. 20 Hz tot ver boven 50.000 Hz.

Verdeling van de schaal

Als we de schakeling van fig. 35 gebruiken voor het maken van een voltmeter voor lage spanningen (b.v. voor 1 à 3 volt bij volle schaaluitslag), dan zullen we bemerken, dat de schaal helaas niet lineair verloopt. Ze krijgt enigszins het karakter van die van een weekijzermeter. De oorzaak hiervan ligt in het feit, dat de karakteristiek van de germaniumdiode in het begin niet recht is, maar enigszins gebogen. De weerstand van de diode is in dit gebied niet constant; hij verandert zodra er een andere stroom door loopt (dit verschijnsel vinden wij bij vrijwel iedere gelijkrichter terug). Wij zullen eens nagaan hoe groot deze weerstandsverandering is en welke gevolgen dit voor de meteraanwijzing heeft.

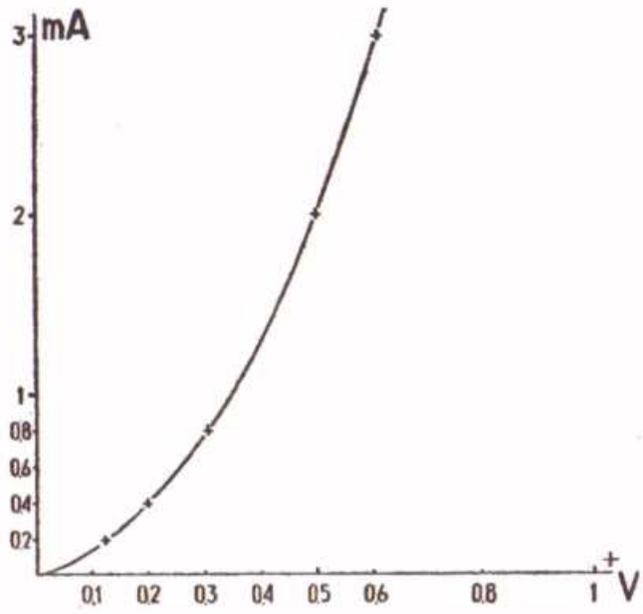


Fig. 37
Het begingedeelte van de karakteristiek van een germaniumdiode. Voor de eenvoud wordt aangenomen dat de stroom in de negatieve richting nul is.

In fig. 37 is het begin van de karakteristiek van een germaniumdiode op een grotere schaal getekend. Voor verschillende stromen kunnen we daaruit de overeenkomstige spanningen bepalen. Met behulp van de wet van Ohm kunnen we dan de daarbij behorende waarden van de weerstand berekenen en ook kunnen we de toeneming van de weerstand in % berekenen. De resultaten zijn in de volgende tabel verzameld.

Stroom (mA)	Spanning (V)	Weerstand (Ω)	Toeneming v.d. weerstand in %
1	0,35	350	0
0,8	0,30	375	7,1
0,6	0,25	417	19
0,4	0,20	500	43
0,2	0,12	600	71
0,1	0,08	800	128

In fig. 35 staan beurtelings de dioden I-II en III-IV met de meter in serie. Hiervoor krijgen we dus de dubbele spanning en weerstand voor de twee dioden, maar de procentuele toeneming van de weerstand blijft dezelfde als bij 1 diode. Wij willen nu eens nagaan, hoe het totale weerstandsverloop wordt bij een voltmeter, waarbij de volle schaaluitslag wordt bereikt bij 1, 3 resp. 10 V. Wij gaan daartoe uit van een meter met een gevoeligheid van 1 mA voor volle uitslag.

Bij 1, 3 en 10 V moet dus de totale weerstand resp. 1 kΩ, 3 kΩ en 10 kΩ zijn. De 2 dioden samen hebben bij 1 mA een weerstand van 700 Ω. De weerstand van de meter M (R_m) plus de voorschakelweerstand R_v moet dus zijn 300 Ω, 2300 Ω, resp. 9300 Ω. *Deze weerstand ($R_m + R_v$) is bij verschillende stroomsterkten constant.* Wij kunnen nu de volgende tabel samenstellen, waarin de procentuele toeneming van de totale weerstand is weergegeven.

			Meetbereik 0 — 1 V		Meetbereik 0 — 3 V		Meetbereik 0 — 10 V	
Diodestroom I_d (mA)	Diodeweerstand R_d (Ω)	Toeneming van R_d (%)	$R_d + R_m + R_v = R_t$ (Ω)	Toeneming van R_t (%)	$R_d + R_m + R_v = R_t$ (Ω)	Toeneming van R_t (%)	$R_d + R_m + R_v = R_t$ (Ω)	Toeneming van R_t (%)
1	700	0	1000	0	3000	0	10.000	0
0,8	750	7,1	1050	5	3050	1,67	10.050	0,5
0,6	834	19	1134	13,4	3134	4,5	10.134	1,34
0,4	1000	43	1300	30	3300	10	10.300	3
0,2	1200	71	1500	50	3500	16,7	10.500	5
0,1	1600	128	1900	90	3900	30	10.900	9

Het spreekt wel haast vanzelf dat bij meetbereiken groter dan 10 V (b.v. 0 - 100 V en 0 - 300 V) de procentuele afwijkingen steeds kleiner zullen zijn. Uit bovenstaande tabel kunnen we nu gemakkelijk bepalen welke spanning aan de wisselstroomvoltmeter moet worden toegevoerd om een bepaalde stroom te verkrijgen. De uitslag van de draaispoelmeter *M* is evenredig met deze diodestroom. Hieruit volgt, dat we ook kunnen bepalen hoe groot de uitslag van de draaispoelmeter *M* zal zijn bij een bepaalde wisselspanning die we willen meten. De resultaten van deze berekeningen zijn voor bovengenoemde drie bereiken in onderstaande tabel weergegeven:

	Meetbereik 0 — 1 V	Meetbereik 0 — 3 V	Meetbereik 0 — 10 V
Diodestroom Id (mA)	Wisselspanning (V)	Wisselspanning (V)	Wisselspanning (V)
1	1	3	10
0,8	0,84	2,44	8,04
0,6	0,68	1,88	6,08
0,4	0,52	1,32	4,12
0,2	0,30	0,70	2,10
0,1	0,19	0,39	1,09

In fig. 38 zijn bovenstaande gegevens voor de bereiken 0 - 1 en 0 - 10 V in een grafiek uitgezet.

We zien hieruit duidelijk, dat de voltmeter voor 0 - 10 V een vrijwel lineaire schaal zal hebben. De meter voor 0 - 1 V zal daarentegen een schaal heben die vrijwel sterk afwijkt van het lineaire verloop.

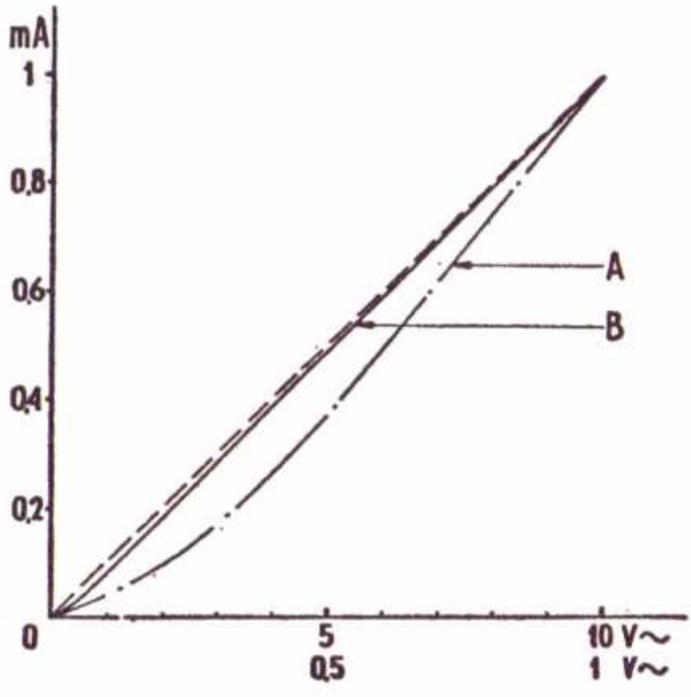


Fig. 38.
Diodestroom afhankelijk van de wisselspanning voor de bereiken 0 — 1 V en 0 — 10 V. De gestippelde lijn stelt een zuiver lineaire schaalverdeling voor. De lijn *A* behoort bij het 0 — 1 V bereik, de lijn *B* bij het 0 — 10 V bereik.

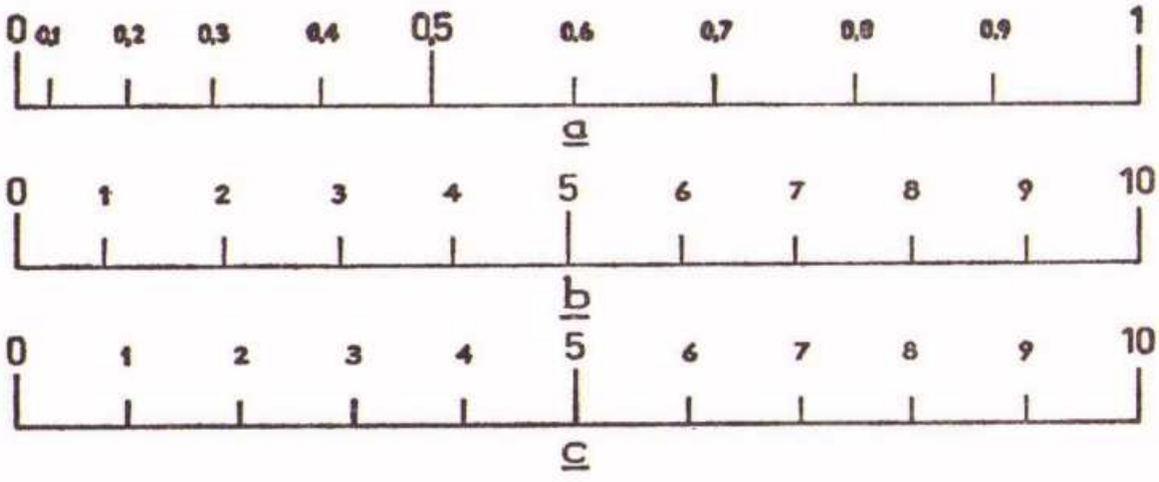


Fig. 39
a. Schaalverdeling van de wisselspanningsmeter voor het bereik van 0 — 1 V.
b. Schaalverdeling van de wisselspanningsmeter voor het bereik van 0 — 10 V.
c. Zuiver lineaire schaalverdeling voor een bereik van 0 — 10 V.

Fig. 39 geeft nu:

a. de schaal voor 0 - 1 V
b. de schaal voor 0 - 10 V
c. een zuiver lineaire schaal voor 0 - 10 V.

Voor het bereik van 0 - 3 V zal de schaalafwijking liggen tussen die van 0 - 1 V en 0 - 10 V.

We kunnen uit het bovenstaande de volgende conclusies trekken:

a. bij gebruik van een draaispoelmeter van 0 - 1 mA in de schakeling van fig. 35 zal de schaalverdeling voor meetbereiken van 0 - 10 V en hoger als lineair kunnen worden beschouwd;
b. voor meetbereiken lager dan 0 - 10 V kunnen we eveneens een lineaire schaal verkrijgen; we moeten dan echter het stroomverbruik van de meter *M* verhogen; voor 0 - 3 V b.v. tot 3 mA (uit fig. 37 blijkt duidelijk, dat bij deze stroomwaarde de karakteristiek van de diode over een groot gedeelte vrijwel recht verloopt).

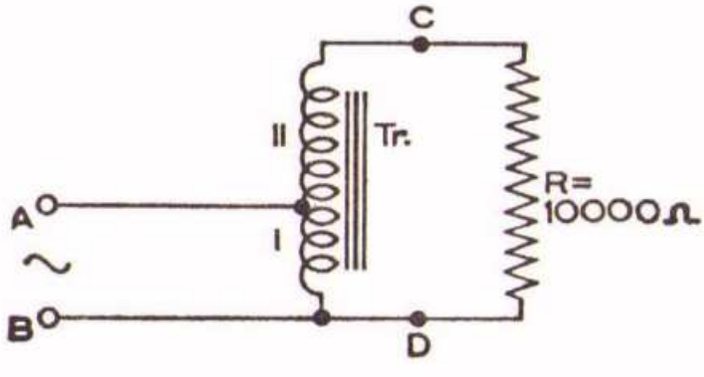


Fig. 40
Principeschema van een stroomtransformator. De spanningen over de punten *C-D* en *A-B* hebben dezelfde verhouding als de windingsgetallen van I + II en I.

Als voor de lage meetbereiken een hoger stroomverbruik van de meter (dus een lagere Ω/V-waarde) toelaatbaar is, is er nog een andere methode om een lineaire schaal te verkrijgen. Deze methode verschaft ons tevens op zeer eenvoudige wijze de mogelijkheid om de meter voor verschillende wisselstroombereiken geschikt te maken. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een stroomtransformator.

De principiële schakeling is in fig. 40 weergegeven. De transformator *Tr* is in dit geval een autotransformator *) Een transformator met gescheiden wikkelingen is echter eveneens bruikbaar.

De wikkeling II van de transformator *Tr* heeft b.v. vier maal zoveel windingen als de wikkeling I. Wordt nu aan de punten *A* en *B* een wisselspanning van 2 V aangelegd, dan ontstaat tussen de punten *C* en *D* (dus over de weerstand *R*) een spanning van 10 V. Door *R* vloeit dus een stroom van 1 mA en door de wikkeling I zal dan een stroom van 5 mA lopen.

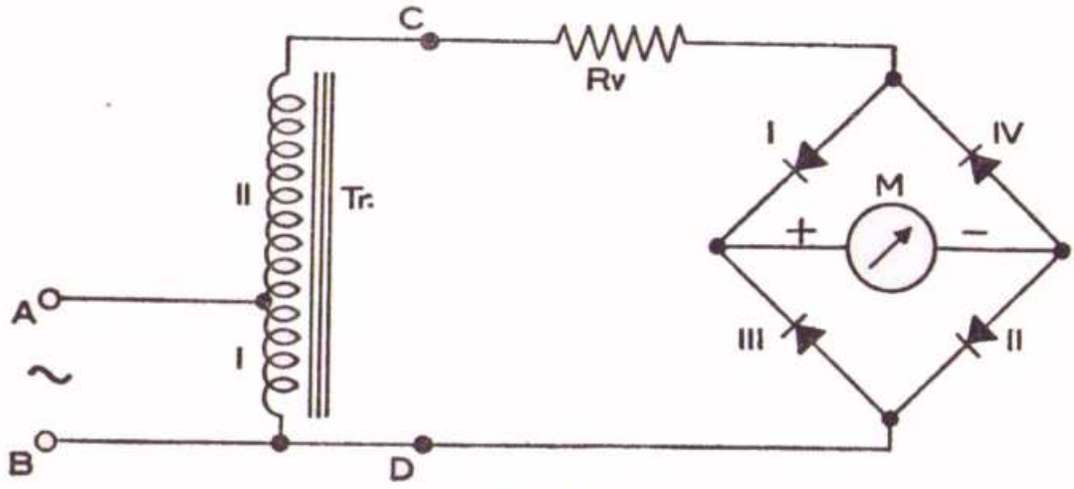


Fig. 41
Wisselspanningsmeter met stroomtransformator.

*) Bij een transformator met gescheiden wikkelingen induceert een wisselstroom in de primaire wikkeling een spanning in de secundaire wikkeling. Deze inductie komt tot stand doordat beide wikkelingen door hetzelfde krachtlijnenveld worden omvat. Als men echter de wikkelingen niet gescheiden uitvoert, doch in elkanders verlengde legt, dan zal bij toevoeren van een spanning aan een der wikkelingen eveneens een spanning in de andere wikkeling worden geïnduceerd. Deze tweede wikkeling bevindt zich immers in hetzelfde magnetische veld dat door de primaire wikkeling wordt opgewekt. Een dergelijke uitvoering van de transformator noemt men een autotransformator. De spanningsverhouding zal hierbij worden:

$$\frac{V_{CD}}{V_{AB}} = \frac{n_{(I+II)}}{n_I}.$$

Bekijken we nu eens fig. 41. Hierin hebben we dezelfde situatie als in fig. 40, met dit verschil, dat R is vervangen door een wisselstroomvoltmeter van 0 - 10 V - 1000 Ω/V. Voor volle uitslag van de meter moet aan de punten A en B een spanning van 2 V worden toegevoerd bij een stroom van 5 mA. Op deze wijze hebben we met behulp van de stroomtransformator Tr een meetbereik van 0 - 2 V met lineaire schaal verkregen. Door een juiste keuze van de windingsgetallen van de wikkelingen I en II kunnen we nu ieder gewenst meetbereik (zowel voor spanning als voor stroom) maken met behoud van een lineaire schaalverdeling.

Voorbeeld als stroommeter

We kiezen de wikkelverhouding II : I is 999 : 1. Nu moet aan de klemmen A-B een spanning van 0.01 V bij 1 A worden toegevoerd om de meter volledig te doen uitslaan. Dat wil zeggen, dat we een wisselstroomampèremeter met een bereik van 0 - 1 A hebben gekregen met een lineaire schaal. Tot slot willen wij eens zien op welke wijze een gecombineerde meter voor wisselspanning en wisselstroom kan worden gemaakt. Fig. 42 geeft hiervan het principeschema. Dit is een meter ontworpen voor het gebruik

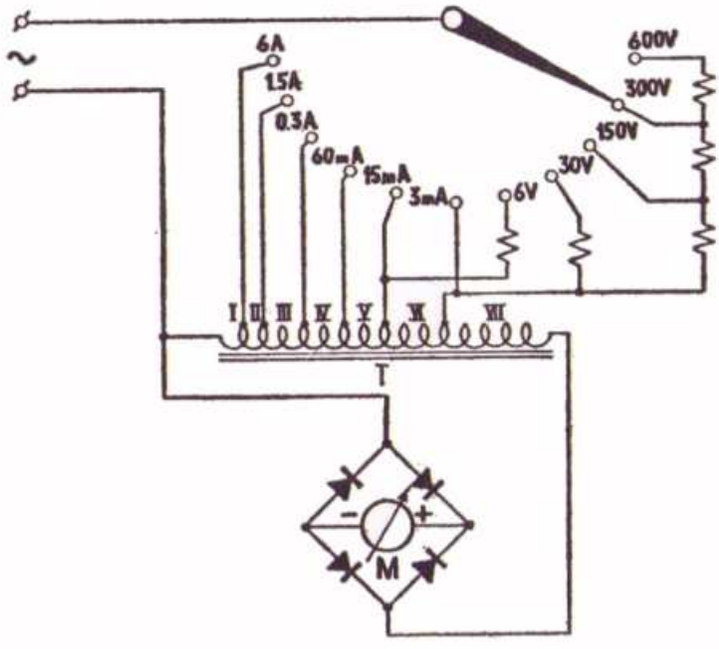


Fig. 42

Schema van een wisselspannings- en stroommeter met stroomtransformator. De wikkelgegevens van de autotransformator T zijn:

I = 1 winding
II = 3 windingen
III = 16 windingen
IV = 80 windingen
V = 300 windingen
VI = 1600 windingen
VII = 4000 windingen

in de industrie. Voor gebruik in een radiowerkplaats is de Ω/V waarde te laag; voor de bereiken 6 - 600 V is zij slechts 333 Ω/V, en voor het 3 V bereik 66,6 Ω/V. Deze lage Ω/V waarde (grote stroomsterkte nodig voor volle uitslag) is hier genomen om een absoluut lineaire schaal te verkrijgen.

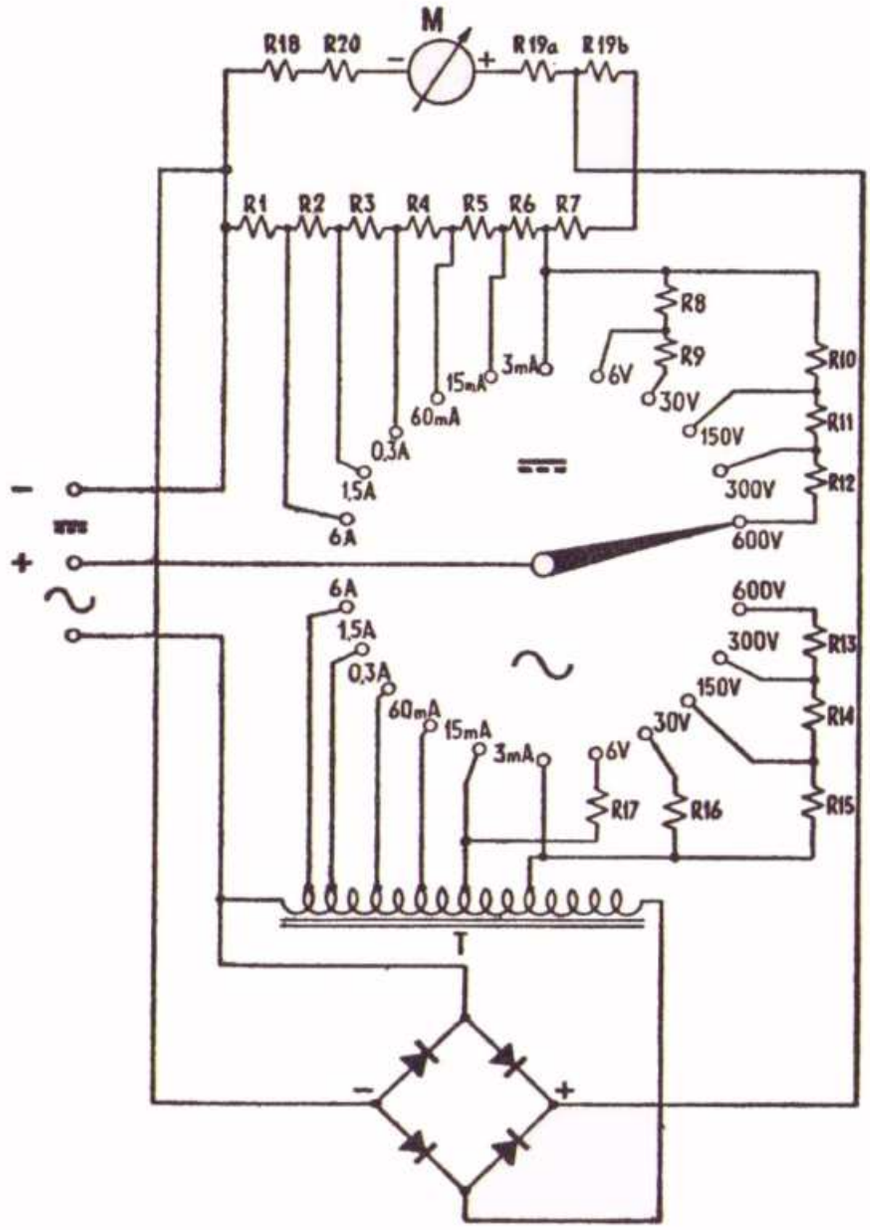


Fig. 43
Het volledige principeschema van een universele meter

R_1 =	0,05 Ω	R_8 =	1.915 Ω	R_{15} =	49,410 kΩ
R_2 =	0,15 Ω	R_9 =	8 kΩ	R_{16} =	9,300 kΩ
R_3 =	0,80 Ω	R_{10} =	50 kΩ	R_{17} =	ca. 300 Ω
R_4 =	4 Ω	R_{11} =	50 kΩ	R_{18} =	205 Ω
R_5 =	15 Ω	R_{12} =	100 kΩ	R_{19} =	ca. 10+10 Ω
R_6 =	80 Ω	R_{13} =	100 kΩ	R_{20} =	ca. 40 Ω
R_7 =	228 Ω	R_{14} =	50 kΩ		

In fig. 42 worden de verschillende meetbereiken zeer eenvoudig verkregen door middel van een omschakelaar. Voor de stroommeting wordt de hierbij behorende aftakking op de transformator gekozen. Voor spanningsmeting wordt de juiste serieweerstand in serie met de stroomtransformator geschakeld.

Een meter die geschikt is voor het meten van gelijk- en wisselspanningen en van gelijk- en wisselstromen noemen we een universele meter. Fig. 43 geeft hiervan het schema. De wisselstroomschakeling is gelijk aan die van fig. 42, met het verschil dat parallel aan de meter een shuntweerstand met aftakkingen is geschakeld. Door het gebruik van deze aftakweerstand heeft de overgangsweerstand van de schakelaar geen invloed op de uitslag van de meter. De aansluitklemmen gemerkt met ⎓ worden gebruikt bij het meten van gelijkstromen en -spanningen. Bij wisselstroom- en -spanningsmetingen worden de klemmen ~ gebruikt.

SAMENVATTING

1. Het scheiden van de L.F.-modulatie van de H.F.-draagolf in het ontvangtoestel noemt men demoduleren of detecteren.

2. De detectie berust op gelijkrichting van de wisselstroom.

3. Als detector kan men een germaniumdiode gebruiken. Hierbij maakt men gebruik van de gelijkrichtende werking van een kristalelement.

4. De eenvoudigste ontvanger is de kristalontvanger, waarin als detector een kristal of germaniumdiode wordt gebruikt.

5. Men kan met een weekijzermeter zonder meer wisselspanningen en -stromen meten. De weekijzermeter heeft echter het nadeel frequentie-afhankelijk te zijn. Naarmate de frequentie hoger is, zal de meter-aanwijzing meer afwijken van de werkelijke waarde. Bovendien is het niet eenvoudig deze meter geschikt te maken voor meer stroom-bereiken.

6. Men kan een draaispoelmeter voor het meten van wisselspanningen en -stromen gebruiken, als men deze spanningen en -stromen eerst gelijkricht.

7. Als men van een wisselstroom slechts één helft van de periode door-laat, spreekt men van enkelfazige gelijkrichting. Worden beide helften van een periode benut, dan heeft men dubbelfazige gelijkrichting.

8. Dubbelfazige gelijkrichting kan men ook verkrijgen met de Graetz-schakeling.

9. Aangezien de stroom/spanningskarakteristiek van een gelijkrichter in het begin gebogen is, zal de schaalverdeling van het wisselstroom-meetinstrumt met draaispoelmeter bij lage spanningen en stromen niet lineair zijn.

10. Door gebruik te maken van een stroomtransformator kan men ervoor zorgen, dat de spanning op het meter-gelijkrichtelement zo hoog is (minimum ca. 10 V), dat een praktisch lineaire schaal wordt verkregen.

OPGAVEN

1. Een milliampèremeter van 0 - 1 mA moet worden geschikt gemaakt voor de meetbereiken van 0 - 10 mA en van 0 - 50 V. De meterweerstand is 5 Ω. Welke shunt- en serieweerstanden moeten worden gebruikt? Teken het schema van de meter compleet met schakelaar en weerstanden.

2. Teken het vereenvoudigde schema voor het meetbereik van 60 mA wisselstroom van de universele meter van fig. 43.

3. Doe dat ook voor het meetbereik van 150 V wisselspanning.

HOOFDSTUK 3

DE RADIOBUIS

Elektronenemissie

Voor het versterken en gelijkrichten van wisselspanningen worden in het ontvangtoestel radiobuizen gebruikt. Een radiobuis bestaat uit een glazen ballon die praktisch luchtledig (vacuum) is gepompt. In de ballon bevindt zich een elektrodensysteem, dat in zijn eenvoudigste vorm uit twee elektroden bestaat; de meeste buizen bevatten echter meer dan twee elektroden. Deze elektroden zijn verbonden met contactpennen, waarmee de buis in een buishouder wordt gestoken, die in het toestel is gemonteerd. De verschillende spanningen, die nodig zijn om de buis goed te doen werken worden via deze pennen aan de elektroden toegevoerd.
In iedere radiobuis zit op z'n minst een katode en een anode. De elektrode die met de negatieve pool van de voedingsspanning wordt verbonden heet katode, die welke met de positieve pool wordt verbonden noemt men anode.
Sluit men de anode en katode van een twee-elektrodenbuis (men noemt deze een diode) zonder meer aan op een spanningsbron, dan zal er geen

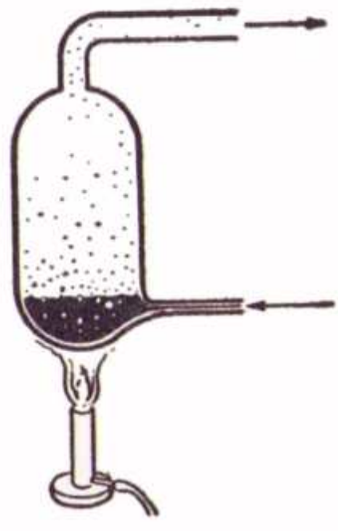


Fig. 44
Vergelijking van elektronenemissie met verdamping van een vloeistof door verhitting.

stroom vloeien. Het luchtledige van de ballon vormt nl. een zeer goede isolator en er ontstaat pas een elektronenstroom als de katode wordt verwarmd. Deze warmte verkrijgt men door een elektrische stroom door een metalen draad te zenden. De energie (gelijk aan I^2R) die door een elektrische stroom aan een weerstand wordt toegevoerd, wordt omgezet in warmte.

De katode bestaat in haar eenvoudigste uitvoering uit een draad van nikkel en wolfraam. Als de draad tot een bepaalde temperatuur wordt verhit, wordt aan de rond de atoomkernen wentelende elektronen zoveel energie toegevoerd, dat een aantal daarvan kans ziet zich aan de invloed van de positieve kern te onttrekken. Zij zullen dan het metaaloppervlak van de draad verlaten. Zolang de anode geen positieve spanning t.o.v. de katode heeft, oefent de anode geen invloed uit op de (negatief geladen) elektronen. Toch zal men in fig. 45b, waarin voor een stroomgeleidende verbinding tussen de anode en katode is gezorgd, een stroompje door de mA-meter waarnemen. Blijkbaar heeft een aantal elektronen de katode-draad (men noemt dit in de radiotechniek de *gloeidraad)* met zulk een snelheid verlaten, dat zij door het luchtledige heen de anode bereikten. Brengen we nu tussen de anode en de katode een spanningsbron aan (fig. 45c), dan zullen we de meter veel verder zien uitslaan. Door de positieve spanning worden de negatief geladen elektronen naar de anode getrokken en zij gaan door de anodeleiding via de mA-meter naar de spanningsbron terug.*)

Volgens het voorgaande zou men denken, dat de elektroden de gloeidraad verlaten en dan naar de anode worden getrokken. Dit is echter niet het geval. Zodra nl. de eerste elektronen de katode verlaten hebben, zullen zij de elektronen die daarna uit de katode treden, trachten terug te stoten. Alle elektronen zijn immers negatief geladen en gelijknamige ladingen stoten elkander af. Op de elektronen, die de katode verlaten werken twee krachten: enerzijds de aantrekkende werking van de anode, anderzijds de

---

*) Zoals hieruit blijkt, loopt de elektronenstroom van de katode naar de anode, d.w.z. van min naar plus. De elektrische stroom is in feite een verplaatsing van elektronen, dus ook van min naar plus. In de begintijd van de elektriciteit, toen men nog niet veel wist van de theorie van de elektrische stroom, had men aangenomen dat de elktrische stroom van plus naar min liep. Deze stroomrichting wordt in bijna alle studieboeken aangehouden, zodat men wel zegt dat de richting van de elektrische stroom tegengesteld is aan die van de elektronenstroom. Om nu niet van de aanduiding van de stroomrichting in de meeste leerboeken af te wijken, zullen wij in het vervolg de richting van de „elektrische stroom" aannemen, dus in de radiobuis van anode naar katode.

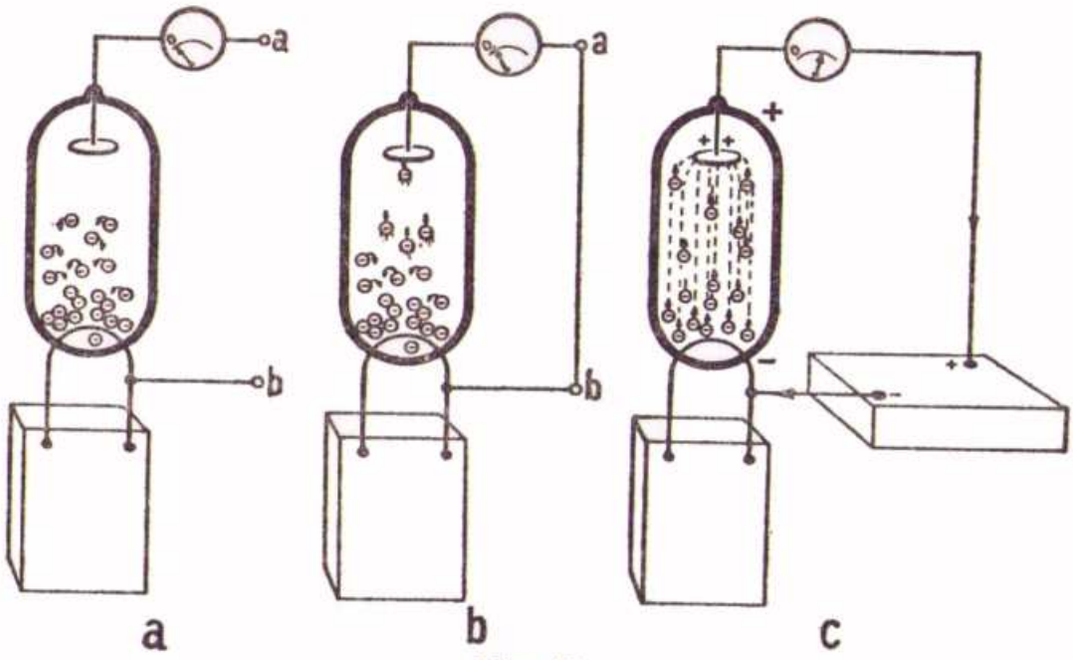


Fig. 45

a. De gloeidraad emitteert elektronen. Aangezien er geen geleidende verbinding tussen anode en katode bestaat, zal de meter niet uitslaan.
b. Nu treedt naar de anode een geringe elektronenstroom op, die door de verbinding naar de katode gaat. De meter slaat iets uit.
c. De anode heeft een positieve potentiaal ten opzichte van de katode, waardoor zich nu vele elektronen naar de anode zullen bewegen. De meter slaat nu veel verder uit.

afstotende kracht van de elektronen, die de katode al eerder hebben verlaten. Dit heeft tot gevolg dat er zich rond de katode als het ware een wolk van elektronen vormt die negatief geladen is. Men noemt dit de *ruimtelading* (fig. 46). Als nu de anode door het positieve potentiaal t.o.v. de katode op deze negatief geladen elektronen een aantrekkende kracht gaat uitoefenen, zullen in de eerste plaats de elektronen die zich aan de buitenkant van de ruimtelading bevinden, naar de anode gaan. Zodra deze elektronen de ruimtelading hebben verlaten, kunnen de volgende elektronen hun plaats innemen en zullen weer elektronen uit de katode

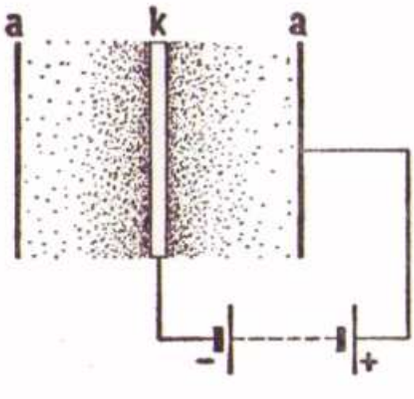


Fig. 46
Ten gevolge van de emissie door de katode vormt zich een negatieve ruimtelading rond de katode.
K = katode
A = anode

de kans krijgen zich bij de ruimtelading te voegen. De elektronenstroom in de buis wordt dus uit de ruimtelading om de katode betrokken en niet direct uit de katode zelf.

De katode

Afhankelijk van de constructie maakt men onderscheid tussen direct en indirect verhitte katoden.
In het eerste geval bestaat de katode uit een metalen draad, waardoor een stroom (de gloeistroom) vloeit, onder invloed waarvan deze draad elektronen emitteert. In het tweede geval bestaat de katode uit een dun metalen buisje, waarin een gloeidraad geïsoleerd is aangebracht. Het buisje wordt verhit door de gloeidraad. Nu emitteert niet de gloeidraad, doch het metalen buisje. Hierbij doet de gloeidraad dus alleen dienst voor het verwarmen van de katode.

a. Direct verhitte katode
Zoals reeds hiervoor gezegd, bestaat een direct verhitte katode uit een metalen draad — gloeidraad — waardoor een elektrische stroom, de gloeistroom, loopt. Deze draad is van nikkel of wolfraam en is bij de ontvangbuizen meetsal uiterst dun; bij de moderne batterijbuizen is de diameter b.v. 0,01 mm. Bij zendbuizen kan de gloeidraad daarentegen een diameter van enige millimeters hebben.
Het zal duidelijk zijn, dat men bij een bepaalde toevoer van warmte, dus bij een bepaalde gloeistroom, zoveel mogelijk elektronen zal trachten vrij te maken, met andere woorden: de emissie zo groot mogelijk te maken. Daarom brengt men op de gloeidraad een laagje metaaloxyde; men spreekt dan van oxydekatode (fig. 47). De oxydekatode levert een voldoende emissiestroom bij een temperatuur van ca. 700 - 800 °C. Deze temperatuur is zo gekozen dat de eigenschappen van de buis niet al te zeer veranderen bij bepaalde variaties van de temperatuur, ten gevolge van spanningsschommelingen van de gloeistroombron, waardoor onder- of oververhitting wordt veroorzaakt.

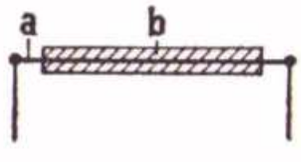


Fig. 47
Een direct verhitte katode
a = gloeidraad
b = oxydelaagje

Wegens het geringe gloeistroomvermogen wordt bij buizen, die door batterijen worden gevoed, bijna uitsluitend directe verhitting toegepast. Deze verhittingsmethode is daarentegen minder geschikt voor voeding met wisselstroom, omdat er dan brom kan optreden. Bij wisselstroomvoeding varieert de spanning over de gloeidraad (men noemt dit de gloeispanning) met de frequentie van de stroom, d.w.z. van het net.
In fig. 48a is punt *a* 6,3 V negatief t.o.v. punt *b*, en de totale spanning van de anode t.o.v. punt *a* van de katode zal 100 + 6,3 V = 106,3 V zijn.

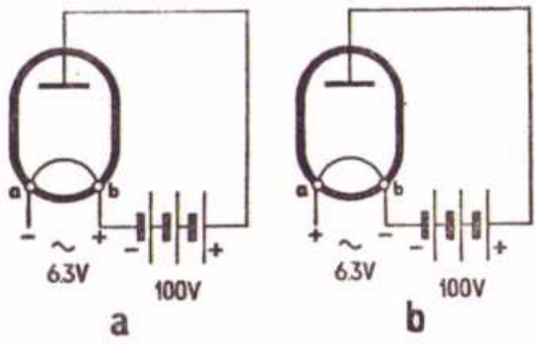


Fig. 48
Bij wisselstroomvoeding van de gloeidraad varieert de spanning op de anode ten opzichte van de uiteinden van de gloeidraad.
a. De spanning op de anode ten opzichte van punt *a* van de gloeidraad is 6,3 + 100 V = 106,3 V.
b. De spanning op de anode ten opzichte van punt *a* van de gloeidraad is nu 100 — 6,3 = 93,7 V.

In fig. 48b is daarentegen punt *a* 6,3 V positief t.o.v. punt *b*, en nu zijn de spanningen van 6,3 V en 100 V tegen elkander in geschakeld (in opositie), zodat de totale spanning tussen punt *a* van de gloeidraad en de anode 100 — 6,3 V = 93,7 V wordt. Aangezien in fig. 48a de anode een hogere positieve potentiaal t.o.v. punt *a* van de gloeidraad heeft dan in fig. 48b, zal de aantrekkingskracht van de anode op de elektronen uit de ruimtelading in het eerste geval groter zijn dan in het tweede geval, d.w.z. de elektronenstroom naar de anode zal dan groter zijn. Op deze wijze varieert de elektronenemissie in het ritme van de frequentie van de gloeistroom, hetgeen als brom tot uiting komt.
Bovendien zal de temperatuur van de gloeidraad, en dus ook de elektronenemissie, variëren in overeenstemming met de frequentie van de wisselstroom (fig. 49). Ook dit hoort men in de luidspreker als een bromtoon.

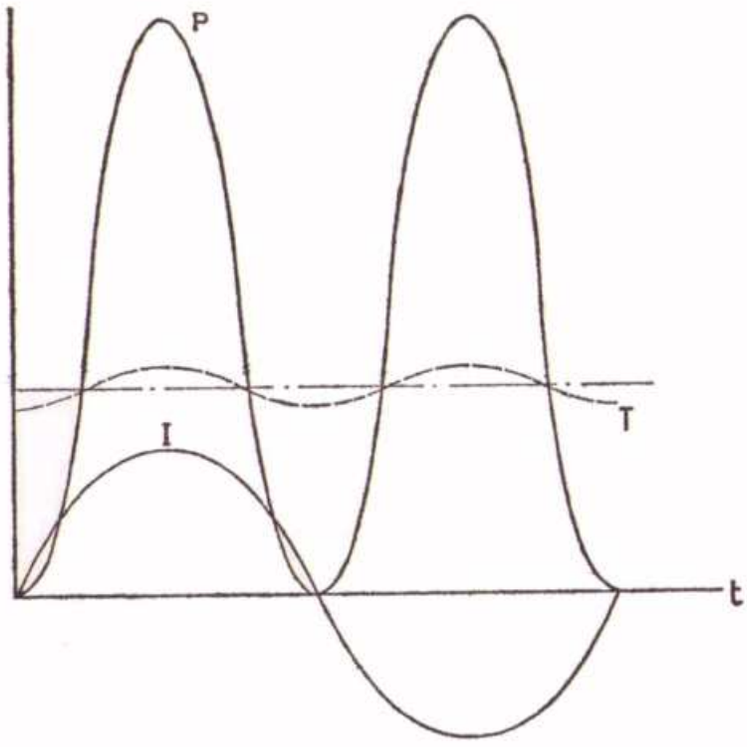


Fig. 49
De temperatuur, en dus ook de emissie, van een direct verhitte katode, varieert bij wisselstroomvoeding.
Kromme *I* stelt de wisselstroom voor, kromme *P* de energie in de gloeidraad en kromme *T* de temperatuurvariatie van de gloeidraad.

Om deze redenen is men ertoe overgegaan in buizen voor netvoeding indirect verhitte katoden te gebruiken.

b. Indirect verhitte katode

Deze katode bestaat uit een metalen buisje (meestal van nikkel) waarop het metaaloxydelaagje is aangebracht (fig. 50). De gloeidraad, die bedekt is met een isolerende en hitte-bestendige laag, wordt in het buisje geschoven. Nu dient de gloeidraad uitsluitend als verhittingselement, en het katodebuisje is de emitterende elektrode. Bij deze constructie is de spanning van de anode t.o.v. elk punt van de katode constant, dus zal ook de emissie van het gehele katode-oppervlak constant zijn en onafhankelijk van de frequentie van de gloeistroom. Bovendien heeft een dergelijk buisje een grote warmtecapaciteit, (het houdt, door zijn grotere oppervlakte, de warmte beter vast, zodat de temperatuur praktisch niet wordt beïnvloed door de met de frequentie variërende stroom in de gloeidraad. Daarom zijn praktisch alle moderne buizen voor netvoeding van een indirect verhitte katode voorzien.

Fig. 50
Samenstelling van een indirect verhitte katode.
a = gespiraliseerde gloeidraad
b = katodebuisje met oxydelaagje
c = katodebuisje met gloeidraad.

De gloeidraad van een indirect verhitte katode is óf gespiraliseerd (fig. 50) óf gevouwen (fig. 51).

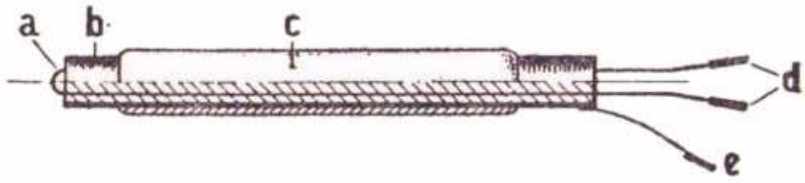


Fig. 51
Indirect verhitte katode met gevouwen gloeidraad.
a = gloeidraad met isolatielaagje
b = katodebuisje
c = oxydelaagje
d = gloeidraadaansluitingen
e = katode-aansluiting

Voedingsbronnen voor de gloeidraad

De voeding van de gloeidraad van de radiobuis kan op verschillende manieren geschieden. De constructie van de gloeidraad is sterk afhankelijk van de wijze van voeding. Daarom worden de buizen in de volgende groepen verdeeld.

1. Buizen voor batterijvoeding
Hierbij wordt de gloeidraad door een droge batterij gevoed. Aangezien de levensduur van de batterij afhangt van de stroom die zij moet leveren, zal men er bij deze buizen naar streven, de gloeistroom zo laag mogelijk te houden, desnoods ten koste van hun elektrische eigenschappen. Bovendien

speelt de ruimte, dus de afmetingen van de buis, ook een belangrijke rol (wij denken hier aan draagbare batterijtoestellen). De moderne batterijbuizen hebben daarom een gloeispanning van 1,2 V - 1,4 V, dit is de spanning van een enkele cel van een droge batterij. De gloeistroom van deze buizen is bij deze spanning 25, 50 of 100 mA.

2. Buizen voor accuvoeding

Ook hierbij geschiedt de voeding door een gelijkstroom. Men zou de katode in dit geval eveneens direct kunnen verhitten. Nu is het grootste toepassingsgebied van deze buizen de autoradio, waarbij men gebruik maakt van de auto-accu, die een spanning heeft van 6,4 of 12,6 V (3, resp. 6 loodcellen). Verder moet men voor gebruik in autoradio rekening houden met de schokken, waaraan de buizen in dergelijke ontvangers zijn blootgesteld.

De constructie moet dus zeer robuust zijn. Hiertoe leent zich de indirect verhitte katodeconstructie het beste. In verband met de 6,3 V spanning van de accu, heeft men de gloeispanning van deze buizen op 6,3 V gesteld, bij de meeste typen is de gloeistroom dan 200 mA. Bij gebruik van een 12,6 V accu, schakelt men de buizen twee aan twee in serie, zoals in fig. 52 is aangegeven.

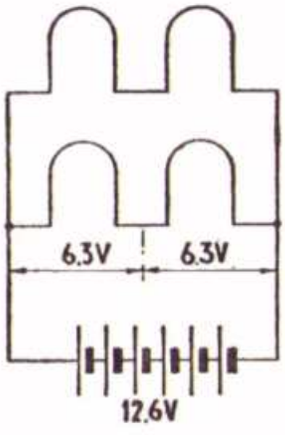


Fig. 52
Voorbeeld van een schakeling van 6,3 V gloeidraden op een 12,6 V accu.

3. Buizen voor wisselstroomvoeding

Zoals reeds uit het voorgaande bleek, moeten deze buizen van een indirect verhitte katode zijn voorzien. De typen van de laatste 25 jaren hebben een gloeispanning van 6,3 V. Aangezien deze buizen worden gebruikt in ontvangstoestellen die worden aangesloten op het wisselstroomnet, waarvan de spanning tussen 110 V en 245 V ligt, maakt men gebruik

van een transformator, waarmee via een geschikte wikkelingsverhouding de spanning van 6,3 V wordt verkregen. Alle gloeidraden worden dan, parallel geschakeld, aangesloten op de secundaire wikkeling van de transformator. De gloeispanningen van de buizen moeten dus gelijk zijn. De gloeistroom hangt af van de elektronenstroom, die voor hun functie in het toestel nodig is.

4. Buizen voor gelijkstroom/wisselstroom

Men heeft behalve wisselstroomnetten ook lichtnetten, die gelijkspanning leveren, waarvan de spanning ligt tussen 110 en 250 V. Aangezien men een gelijkspanning niet door middel van een transformator omlaag kan transformeren, is het nodig de gloeidraden rechtstreeks uit het net te voeden. Om deze reden worden voor gelijkstroomnetten speciale, indirect verhitte buizen gemaakt, waarvan de gloeidraden niet dezelfde spanning, doch dezelfde gloeistroom hebben. De gloeidraden worden nu in serie geschakeld, zodat de gloeidraden door dezelfde stroom worden doorlopen. Bij deze buizen kan dus de gloeispanning verschillend zijn. Men heeft deze buistypen voor een gloeistroom van 100, 200 en 300 mA gemaakt (de Amerikaanse buistypen voor serievoeding hebben een gloeistroom van 150 of 300 mA). In serieschakeling zijn deze buizen zowel geschikt voor wisselstroomvoeding als gelijkstroomvoeding, en deze schakeling wordt dan ook zeer veel toegepast in televisie-ontvangers, waardoor dure en grote gloeistroomtransformatoren overbodig worden.

Buistypen

Zoals reeds in het begin van dit hoofdstuk is vermeld, bezit de eenvoudigste buis twee elektroden: een katode en een anode. Ook als de katode indirect verhit is, dus bestaat uit een gloeidraad met twee aansluitingen en een katodebuisje, wordt zij als een enkele elektrode beschouwd. Een tweeelektrodenbuis noemt men een *diode*. De schematische voorstelling is in fig. 53 weergegeven.

Fig. 53
Schematische voorstelling van een diodebuis.

De constructie en de elektrische eigenschappen van de diode zijn afhankelijk van de functie die zij moet verrichten. Als detector, in de plaats van een germaniumdiode, dient zij als gelijkrichter van H.F.-spanningen, waarbij slechts zeer zwakke stroompjes vloeien. De katode hoeft dan slechts een kleine stroom te leveren, en de spanningen die daarbij optreden, zijn niet hoog.
Verder wordt de diode gebruikt als netspanningsgelijkrichter. In dit geval is de gelijkgerichte stroom veel groter (in een ontvangtoestel in de grootteorde van 70-100 mA) en de daarbij optredende spanningen zijn ook veel groter. Dit brengt een veel zwaardere katodeconstructie met zich mee. Voor deze toepassing worden zowel buizen met direct verhitte als met indirect verhitte katoden gemaakt.

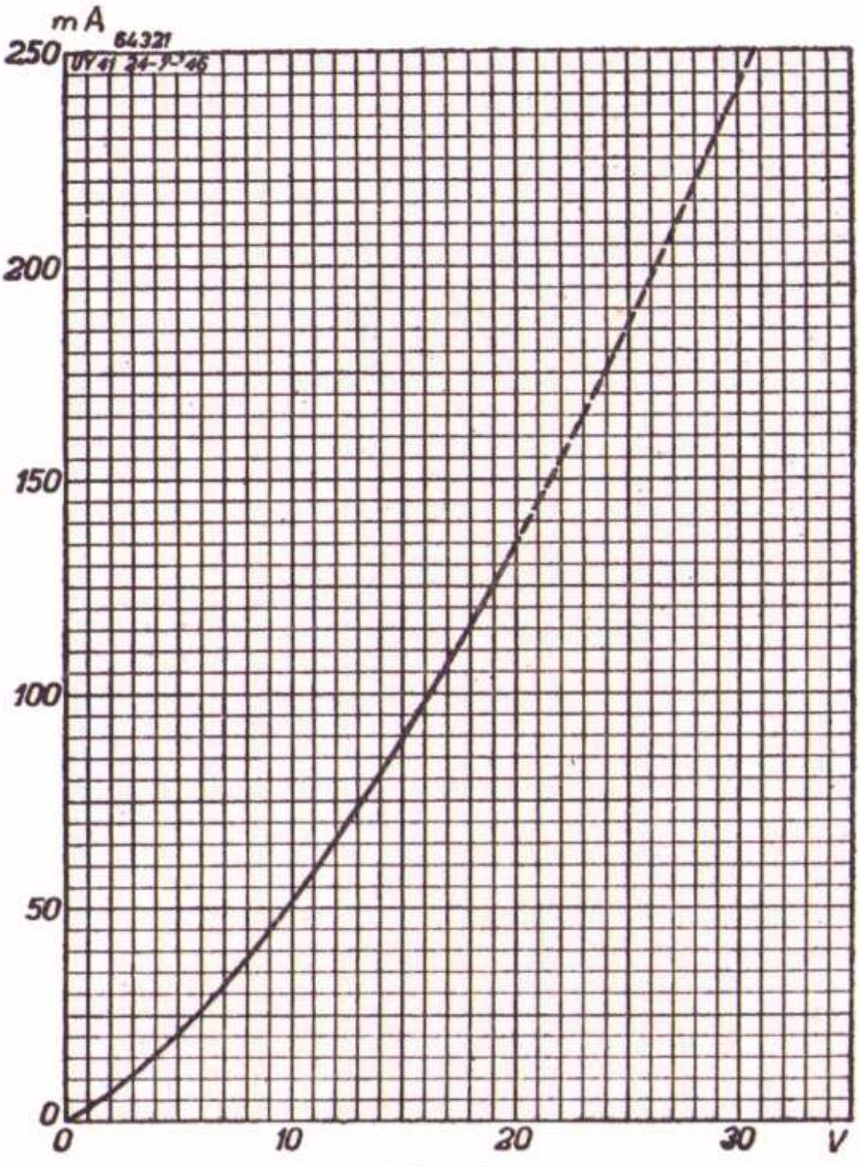


Fig. 54
Stroom-spanningskarakteristiek van een diode.

Men kan nu, evenals dit bij de germaniumdiode is gedaan (Hoofdstuk 2), bekijken wat de waarde van de stroom is bij verschillende spanningen over de diode, en dit in een karakteristiek vastleggen (zie fig. 54). Men krijgt dan ongeveer hetzelfde beeld als van fig. 37, hoofdstuk 2. Zolang de anode positief is, loopt er een elektronenstroom van de katode naar de anode; zodra de anode negatief is t.o.v. de katode, vloeit er geen stroom. In het laatste geval ondervinden de negatief geladen elektronen een afstotende kracht van de anode, zodat zij er niet in slagen op de anode terecht te komen. Men kan deze karakteristiek met de schakeling van fig. 55 opnemen. Als men deze proef wil nemen, verdient het aanbeveling hiervoor geen nieuwe buis te gebruiken, aangezien aan de katode een te sterke emissiestroom wordt onttrokken als men de volledige karakteristiek wil opnemen.

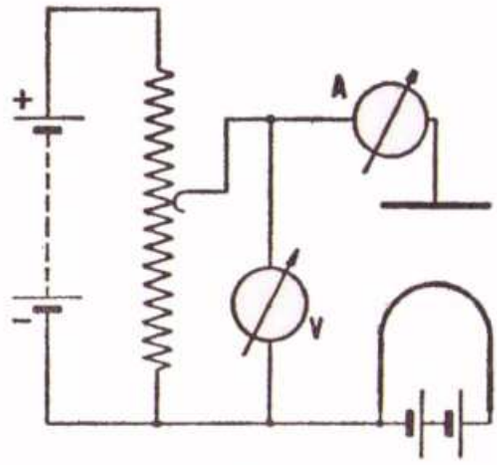


Fig. 55
Principeschema voor het meten van de diodekarakteristiek.

Men heeft ook buizen, waarbij men twee dioden in één ballon heeft ondergebracht (fig. 56). Men spreekt dan van een dubbele diode. Op het gebruik van de enkele en de dubbele diode komen wij in het volgende hoofdstuk terug.

Brengt men tussen de katode en de anode een derde elektrode aan, dan kan men door een spanning tussen deze elektrode en katode aan te leggen, de ruimtelading en daarmee de elektronenstroom, beïnvloeden. Deze extra elektrode wordt meestal als spiraaldraad uitgevoerd en heet het rooster. (In fig. 59 zijn verschillende modellen van roosters afgebeeld). De roosters bevinden zich cilindrisch rondom de katode en zijn op een of meer steunen bevestigd. Zij worden in het algemeen uit dun draad vervaardigd en spiraalvormig om een of meer steunstaafjes, de zg. roosterbalkjes, gewikkeld. De elektronen kunnen door de openingen tussen de roosterdraden (roostermazen) heen schieten.

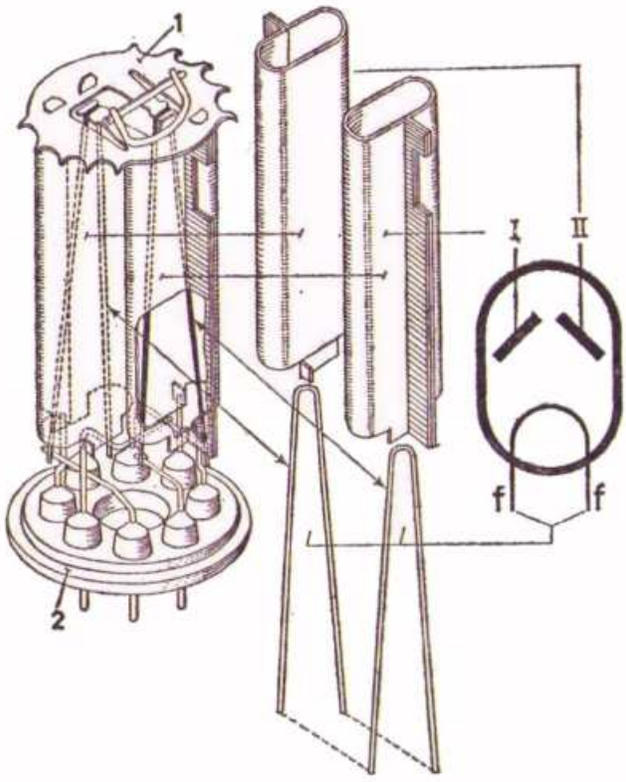


Fig. 56
Vereenvoudigde constructietekening van een dubbele diode (netspanningsgelijkrichter).
I = de ene anode
II = de tweede anode
f = de gloeidraden, die in de buis parallel geschakeld zijn.
1 = mica steunplaatje
2 = glazen bodem met ingeperste pennen.

In een buis met een rooster heeft het rooster doorgaans de functie van sturende elektrode en wordt daarom ook *stuurrooster* genoemd.
Een dergelijke buis met drie elektroden, nl. katode, rooster en anode, wordt triode genoemd. De schematische voorstelling van een triode ziet U in fig. 57. Verscheidene buizen zijn voorzien van meer roosters (fig. 59 laat als voorbeeld de samenstelling zien van een buis met drie roosters). Afhankelijk van het aantal elektroden heeft men de radiobuizen de volgende namen gegeven:

diode, als de buis 2 elektroden heeft
triode, als de buis 3 elektroden heeft (1 rooster)
tetrode, als de buis 4 elektroden heeft (2 roosters)
pentode, als de buis 5 elektroden heeft (3 roosters)
hexode, als de buis 6 elektroden heeft (4 roosters)
heptode, als de buis 7 elektroden heeft (5 roosters)
octode, als de buis 8 elektroden heeft (6 roosters)
enneode, als de buis 9 elektroden heeft (7 roosters)

Verder heeft men buizen, waarbij men meer dan één systeem in de ballon heeft ondergebracht, b.v. twee dioden en een triode, die men een duo-triode noemt; een combinatie van een triode met een hexode draagt de naam triode-hexode, enz.

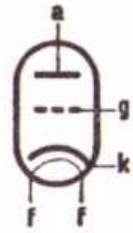


Fig. 57
Schematische voorstelling van een triode.

Constructie

Zoals reeds is gezegd, bestaat een radiobuis uit een elektrodensysteem, dat in een luchtledig gemaakte ballon is ondergebracht. Men heeft in de loop der jaren radiobuizen van verschillende uitvoeringen gemaakt. Wij willen hieronder alleen de belangrijkste constructies behandelen.
Bij een van de oudere constructies (zie fig. 58) werd het elektrodensysteem gedragen door twee vertikale steunen, de zg. steunbalkjes *(e)*.

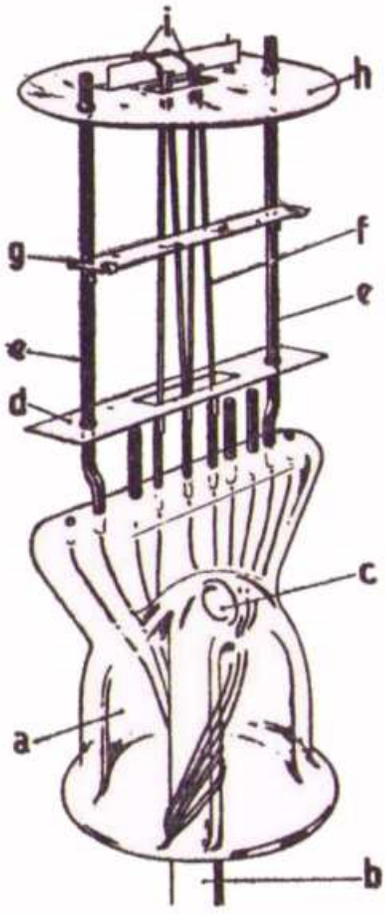


Fig. 58
Kneep met gemonteerde gloeidraad.
a = kneep
b = pompstengel
c = opening van pompstengel
d = onderste mica steunplaatje
e = steunstaafjes
f = met oxyde bedekte gloeidraad
g = mica steunplaatje voor de gloeidraad
h = bovenste mica steunplaatje
i = veren voor het spannen van de gloeidraad.

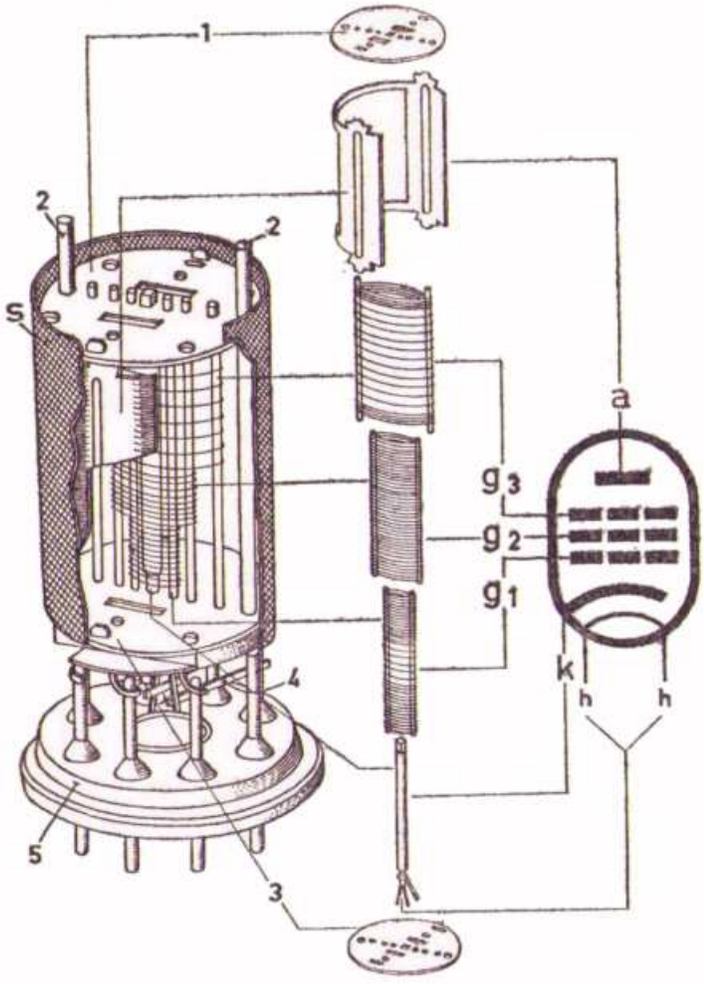


Fig. 59
Vereenvoudigde constructiekening van een pentode.
a = anode
g_3 = derde rooster
g_2 = tweede rooster
g_1 = eerste rooster (stuurrooster)
k = katode
f = gloeidraad
s = afschermkooi

1 = bovenste mica steunplaatje
2 = steunstaven van het elektrodensysteem
3 = onderste mica steunplaatje
4 = verbindingsstripjes van de elektroden met de aansluitpennen
5 = glazen bodem met ingeperste pennen.

Deze beide steunen vormen de ruggegraat van het systeem en zijn in de uit een glazen buis vervaardigde kneep *(a)* gesmolten. Het elektrodensytseem wordt tussen twee horizontale mica steunplaatjes *(d* en *h)* opgesteld. Deze steunplaatjes zijn om tevens een afscherming te verkrijgen, ook dikwijls uit metaal vervaardigd en hierin zijn kruisgewijze spleten geponst, die door mica of keramische plaatjes zijn bedekt. In de isolerende plaatjes zijn de roostersteunen en de katode bevestigd, zodat ze alle onderling zijn geïsoleerd. De anode bestaat uit een metalen cilinder, die meestal aan de beide vertikale draagsteunen wordt bevestigd. In de kneep is het vereiste aantal doorvoerdraden aangebracht, waaraan de verschillende elektroden van het buissysteem worden gelast. De andere uiteinden van de doorvoerdraden worden gesoldeerd aan de pennen of de contacten in

de buisvoet. De kneep heeft aan de onderzijde een rand, die met de glazen ballon wordt samengesmolten. Aan de kneep is een glazen pompstengel *(b)* bevestigd, terwijl zich in de kneep op de plaats waar de pompstengel is aangesmolten, een gat *(c)* bevindt. Zodra de kneep met de ballon is samengesmolten kan nu de lucht door pompen via de stengel worden verwijderd. De doorvoerdraden van de kneep zijn in de pennen in de plastic buisvoet gesoldeerd; deze voet is aan de ballon gekit. Er zijn buizen van deze constructie die voorzien zijn van een voet met zijcontacten (zie fig. 60A) of een voet met 8 pennen (octalhuls). Bij deze laatste

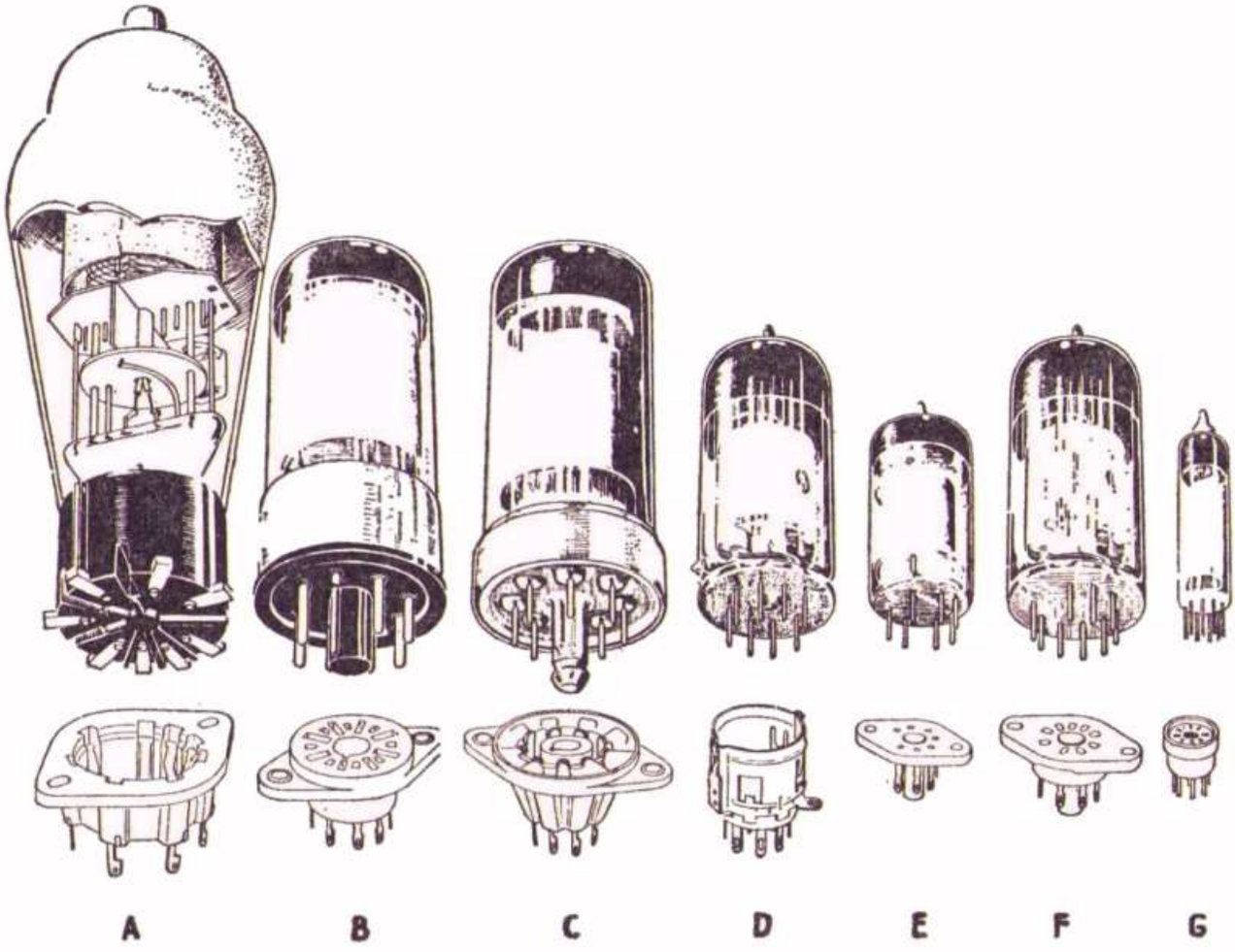


Fig. 60
Verschillende uitvoeringen van de radiobuis met de daarbijbehorende buishouder.
A. Oude uitvoering met kneepconstructie en huls met zijcontacten.
B. Oude uitvoering met kneepconstructie en Octalvoet met zoekstift.
C. Sleutelbuis met zoekstift.
D. Rimlock-buis met zoeknok.
E. Miniatuurbuis met 7 pennen.
F. Noval-buis met 9 pennen.
G. Subminiatuur-buis (met aansluitpennetjes of met draden om direct in de bedrading te worden gesoldeerd).

voet zijn de 8 pennen symmetrisch in een cirkel gerangschikt en bevindt zich in het midden een zg. zoekstift, die van een ril is voorzien (fig. 60B). Deze kneepconstructie heeft het nadeel, dat de toevoerdraden naar de elektroden over een vrij grote afstand parallel aan elkander lopen en vrij lang zijn. Hierdoor ontstaan tussen de draden ongewenste capaciteiten en dientengevolge ongewenste koppelingen.
In verband hiermede is men van de kneepconstructie met buisvoet afgestapt en is men ertoe overgegaan, buizen te maken met een glazen bodem zonder voet. Het kenmerk van deze constructie is de afwezigheid van de kneep en van de voet. De bodem is een vlakke glazen plaat, waarin 8 of 9 doorvoerpennen vastgesmolten zijn, waarop het elektrodensysteem wordt bevestigd. Deze pennen dienen tevens als aansluitcontacten van de buis. De eerste buizen waarbij dit systeem werd toegepast, waren de zg. sleutelbuizen (fig. 60C). Op de doorvoerpennen wordt het verticaal opgestelde elektrodensysteem gelast, zodat het systeem uiterst stevig opgebouwd is. Omdat de pennen symmetrisch in een cirkel zijn gerangschikt, werd ook deze buis met een centrale zoeknok uitgerust. Deze zoeknok maakt deel uit van een metalen afschermplaat die onder aan de buis is aangebracht.
Na de tweede wereldoorlog heeft men door een verbetering van de constructie en door gebruik van nieuwe materialen, de afmetingen kleiner kunnen maken. Op deze wijze zijn de Rimlockbuizen ontstaan (fig. 60D) en de miniatuurbuizen (fig. 60E). De Rimlockbuis heeft 8 symmetrisch geplaatste pennen; het zoeken geschiedt hierbij door middel van een nokje op de zijkant van de buis. Bij de miniatuurbuizen heeft men 7 pennen die volgens een achthoek geplaatst zijn, zodat men hierdoor een asymmetrische opstelling van de pennen heeft verkregen. Verder maakt men buistypen van dezelfde constructie, maar met negen pennen(zg. Novalbuizen). De pennen zijn volgens een regelmatige tienhoek gerangschikt, zodat door het ontbreken van de tiende pen een asymmetrische pennenstand is ontstaan (fig. 60F).
De nieuwste ontwikkeling is de subminiatuurbuis, waarvan de afmetingen weer aanzienlijk kleiner zijn dan die van de Rimlock- en miniatuurbuis. Deze buistypen vinden o.a. toepassing in de gehoorapparaten (fig. 60G). De aansluiting van de buis in het ontvangtoestel geschiedt door middel van een buishouder. In de figuren van de verschillende buisconstructies zijn tevens de bijbehorende buishouders getekend.

Typenummering

De Europese type-aanduiding is als volgt: Het typenummer bestaat uit twee of meer letters en één of twee cijfers. Deze letters en cijfers hebben de volgende betekenis:
Eerste letter (deze letter duidt de gloeidraadvoeding aan):
A — 4 volt wisselstroomvoeding
C — 200 mA gloeistroom (gelijk- en wisselstroomvoeding)
D — batterijvoeding, met een gloeispanning van 1,2 - 1,4 V
E — 6,3 V wisselstroom- en accuvoeding
G — 5 V wisselstroomvoeding
K — 2 V batterijvoeding
O — halfgeleider
P — 300 mA gloeistroom (gelijk- en wisselstroomvoeding)
U — 100 mA gloeistroom (gelijk- en wisselstroomvoeding)
Z — koude - katodebuis

Tweede en eventueel volgende letters (zij duiden het systeem en eventueel de functie van de buis aan). Deze letters hebben de volgende betekenis:
A — HF enkele diode
B — HF dubbele diode
C — triode (uitgezonderd eindbuizen en met gas-gevulde buizen)
D — triode (eindbuis)
E — tetrode (geen eindbuis)
F — pentode (geen eindbuis)
H — hexode of heptode
K — octode
L — pentode (eindbuis)
M — afstemindicator
N — met gas gevulde triode (thyratron)
Q — enneode
X — met gas gevulde dubbelfazige gelijkrichter
Y — enkelfazige gelijkrichter
Z — dubbelfazige gelijkrichter

Cijfers
De daaropvolgende cijfers zijn in groepen ingedeeld. Deze groepen hebben betrekking op de utivoering van de buis. Per groep heeft het cijfer de be-

tekenis van een rangnummer. De belangrijkste groepen zijn:

0 - 19	buizen met kneepconstructie en voet met zijcontacten
20 - 29	sleutelbuizen
30 - 39	buizen met kneepconstructie met octalvoet
40 - 49	Rimlockbuizen
50 - 59	speciale voet
60 - 69	subminiatuurbuizen
80 - 89	Novalbuizen
90 - 99	miniatuurbuizen

Voorbeelden

Een D A F 96 is een batterijbuis voor een gloeispanning van 1,4 V; zij bevat een diode en een pentode en is een miniatuurbuis.

Een EL 41 is een buis voor 6,3 V wisselstroomvoeding; zij is een pentode-eindbuis in Rimlockuitvoering.

Een UBC 81 is voor 100 mA gloeistroomvoeding; zij bevat een dubbele diode en triode en is uitgebracht in Rimlockuitvoering.

De typenummers van Amerikaanse radiobuizen zijn samengesteld uit een getal, een of twee letters en een rangnummer. Het eerste cijfer duidt de gloeispanning aan; de letters hebben geen speciale betekenis.

SAMENVATTING

1. Een radoibuis bestaat uit een glazen ballon, die luchtledig is gepompt en waarin zich een elektrodensysteem bevindt.

2. Het eenvoudigste elektrodensysteem bestaat uit twee elektroden: de katode en de anode.

3. Men onderscheidt de katoden naar hun constructie in:
   a. Direct verhitte katode, waarbij de gloeidraad het emitterende lichaam is.
   b. Indirect verhitte katode, waarbij de gloeidraad slechts als verhittingselement dienst doet. Het emitterende lichaam is nu het met een oxydelaagje bedekte katodebuisje.

4. Volgens de gloeidraadvoeding verdeelt men de radiobuizen in de volgende groepen:
   a. Buizen voor batterijvoeding (gloeispanning 1,2 - 1,4 V).
   b. Buizen voor accuvoeding (gloeispanning 6,3 V).
   c. Buizen voor wisselstroomvoeding (gloeispanning 6,3 V).
   d. Buizen voor gelijkstroom/wisselvoeding (gloeistroom 100, 200 of 300 mA).

5. Rondom de katode ontstaat een ruimtelading, die wordt gevormd door de geëmitteerde, negatief geladen, elektronen.

6. Ter beïnvloeding van de elektronenstroom naar de anode brengt men in de meeste buizen tussen de anode en de katode één of meer roosters aan.

7. Men onderscheidt de buizen ook naar het aantal elektroden.

Een diode	is	een	buis	met	2 elektroden
Een triode	is	een	buis	met	3 elektroden
Een tetrode	is	een	buis	met	4 elektroden
Een pentode	is	een	buis	met	5 elektroden
Een hexode	is	een	buis	met	6 elektroden
Een heptode	is	een	buis	met	7 elektroden
Een octode	is	een	buis	met	8 elektroden
Een enneode	is	een	buis	met	9 elektroden.

8. De belangrijkste thans voorkomende uitvoeringen van de radiobuis zijn:
   a. Glazen ballon met kneepconstructie en voet met zijcontacten.
   b. Glazen of metalen ballon met kneepconstructie en voet met acht pennen (octalhuls).
   c. Sleutelbuis met glazen bodem en metalen zoekstift.
   d. Rimlockbuis met glazen bodem en een zoeknokje op de zijkant van de ballon.
   e. Miniatuurbuis met glazen bodem en zeven pennen.
   f. Novalbuis met glazen bodem en negen pennen.
   g. Subminiatuurbuis met glazen bodem en aansluitpennetjes of aansluitdraden.

9. De Europese typenummers bestaan uit twee of meer letters en een, twee of drie cijfers. De eerste letter duidt de gloeidraadvoeding aan; de tweede en eventueel volgende letter duiden het elektrodensysteem van de buis aan. De daaropvolgende cijfers hebben betrekking op de uitvoering van de buis.

OPGAVEN

1. De buizen UCH 81, UF 41, UBC 81, UL 84 en UY 85 moeten in serie met elkaar en met een weerstand, op de netspanning van 220 V worden aangesloten. De gloeistroom van deze buizen is 100 mA. De gloeispanning van deze buizen bedraagt resp. 19 V, 12,6 V, 14 V, 45 V en 38 V. Welke waarde moet de serieweerstand hebben en voor welk vermogen moet deze weerstand worden berekend?

2. Leidt uit het typenummer af wat voor buizen de volgende typen zijn:

   EAF 42
   UL 41
   DL 96
   EF 80
   UCH 81

3. Ga aan de hand van fig. 49 na, welke frequentie de bromspanning heeft ten gevolge van de temperatuurvariaties bij wisselstroomvoeding. De frequentie van de wisselstroom is 50 Hz.

4. Teken het schema van fig. 34 uit hoofdstuk 2. U moet echter de germaniumdioden vervangen door enkelfazige gelijkrichtbuizen (enkele dioden).

HOOFDSTUK 4

GELIJKRICHTING (Voedingsgedeelte)

Gelijkrichter voor aansluiting op wisselspanningsnetten

In hoofdstuk 2 zijn het principe en de toepassing van de gelijkrichter reeds behandeld. Hierbij werd gebruik gemaakt van germaniumdioden. Wij zullen thans de gelijkrichter met normale diode (twee elektrodenbuis) behandelen. Wij gaan hiervoor uit van fig. 34 hoofdstuk 2, die wij opnieuw hebben afgebeeld in fig. 61, waarin wij echter de meter hebben vervangen door een belastingsweerstand R. (Deze weerstand is een denkbeeldige

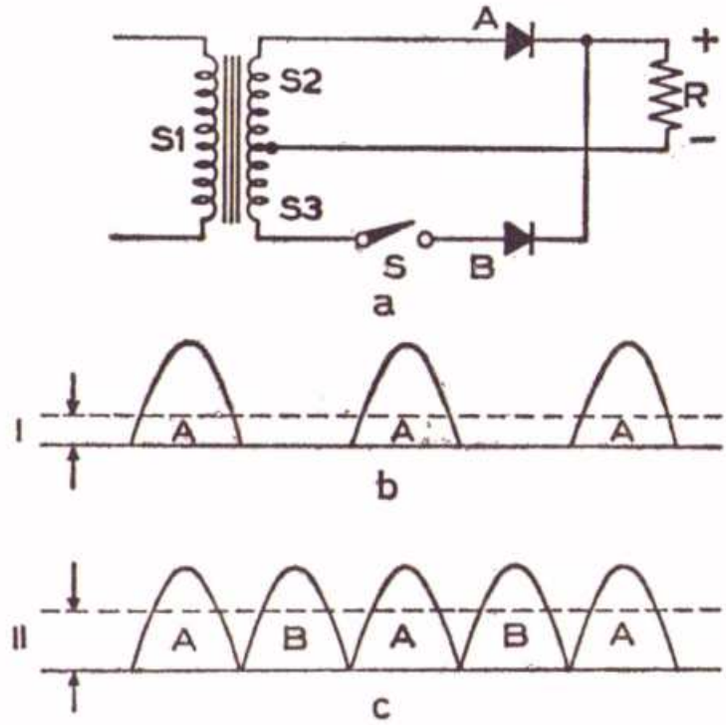


Fig. 61

a. Schakeling voor het demonstreren van de werking van enkelfazige gelijkrichting (schakelaar S gesloten).
b. Enkelfazig gelijkgerichte spanning. I geeft het niveau van de gemiddelde spanning weer.
c. Dubbelfazig gelijkgerichte spanning. II geeft het niveau van de gemiddelde spanning weer.

weerstand; hij wordt gevormd door de stroomafnemende radiobuizen, en zijn grootte wordt bepaald door de gelijkspanning te delen door de afgenomen gelijkstroom). Vervangen wij nu in dit schema de germaniumdioden door diodebuizen, dan ontstaat het schema van fig. 62. Hierin hebben wij tevens parallel aan de belastingsweerstand R een condensator C getekend. Voor de duidelijkheid hebben wij de gloeidraadvoeding van de dioden weggelaten. Zoals reeds in hoofdstuk 2 is vermeld, ontstaat het beeld van fig. 61b bij enkelfazige gelijkrichting (schakelaar S open), en het beeld van fig. 61c bij dubbelfazige gelijkrichting (schakelaar S gesloten).

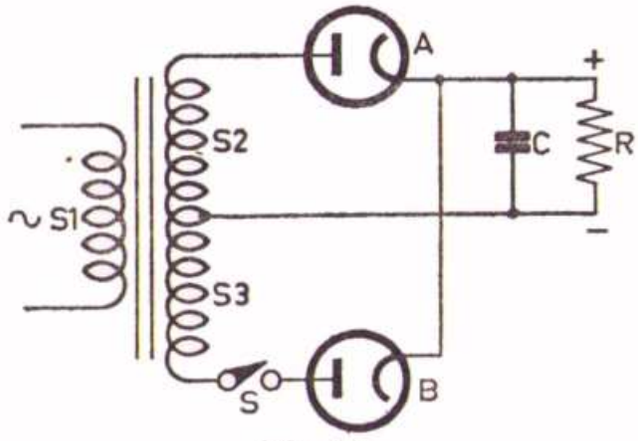


Fig. 62
Het schema van fig. 61a, waarin nu echter de germaniumdioden door normale dioden zijn vervangen en parallel aan de belastingweerstand R de condensator C is aangebracht.

Door het aanbrengen van condensator C krijgt de spanning over R een iets andere vorm. Om dit in te zien, zullen wij eerst fig. 62 in haar eenvoudigste vorm tekenen voor enkelfazige gelijkrichting. Er ontstaat dan fig. 63a. Fig. 63b geeft hetzelfde schema, nu echter met de gloeidraadvoeding uit een aparte wikkeling op de transformator. Zoals we reeds hebben geconstateerd, ontstaat als de condensator C niet aanwezig is, bij enkelfazige gelijkrichting het beeld van fig. 61b. Door de condensator verandert echter de situatie. Zodra de gelijkrichtbuis stroom doorlaat, wordt de condensator C geladen. Er loopt weliswaar tegelijkertijd een stroom door de parallel geschakelde weerstand R, maar dit houdt het laden van de condensator niet tegen. Nemen wij eenvoudigheidshalve aan, dat de condensator tot de topwaarde van de wisselspanning wordt geladen, dan is de spanning over de condensator (na $\frac{1}{4}$ periode) gelijk aan punt a in fig. 64a. Daarna daalt de wisselspanning en wordt zij in de

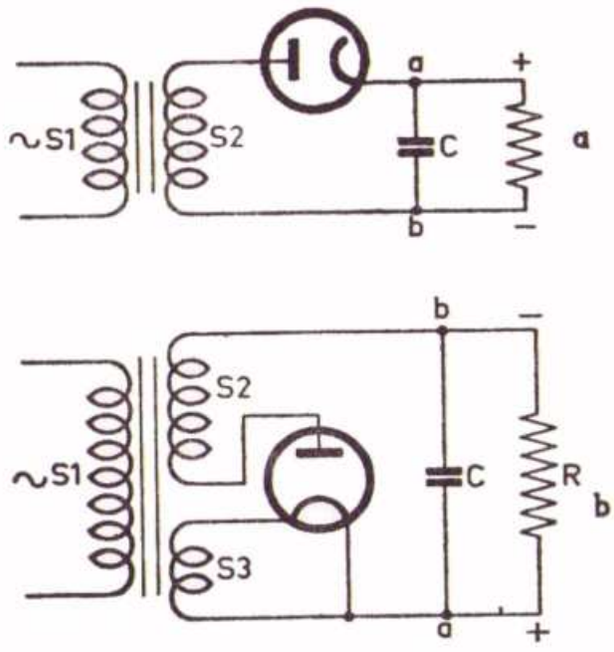


Fig. 63

a. Het principeschema van een enkelfazige gelijkrichter (gelijk aan schema fig. 62 met schakelaar *S* open).

b. Het principeschema van fig. 63a zodanig getekend, dat de gloeidraad van de gelijkrichtbuis door middel van de nettransformator wordt gevoed.

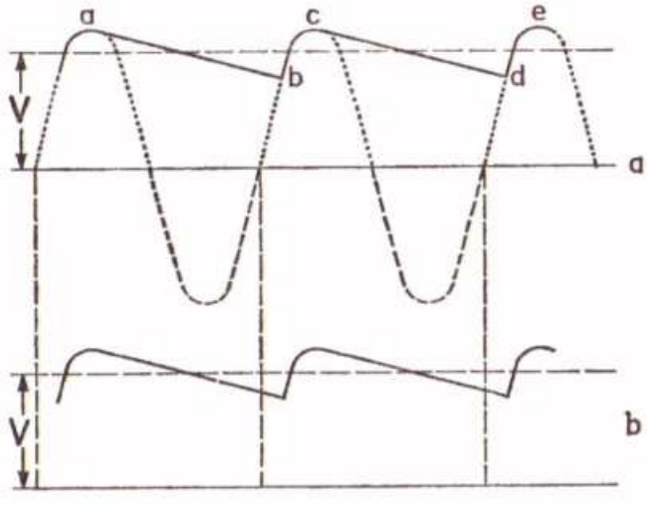


Fig. 64

a. De vorm van de enkelfazig gelijkgerichte spanning over de buffercondensator *C* van fig. 63a.

b. Detail van fig. 64a. Hieruit blijkt dat de rimpelspanning een frequentie heeft die gelijk is aan de netfrequentie.

volgende halve periode zelfs negatief. Zonder condensator zou er geen stroom door R lopen. Nu ontlaadt de condensator C zich echter gedeeltelijk over de weerstand R, zodat ook in de negatieve faze een stroom door de weerstand R vloeit. De condensator ontlaadt zich dus over de weerstand R. Hoeveel van de lading de condensator C kwijt raakt, hangt af van de waarde van de weerstand R. Zodra de spanning in de volgende halve periode een waarde b heeft bereikt, wordt de condensator opnieuw geladen tot de topwaarde *) en daarna ontlaadt de condensator zich weer en herhaalt zich hetzelfde proces. Bij de gelijkrichter met condensator heeft dus een voortdurende lading en gedeeltelijke ontlading van de condensator C plaats, waardoor de spanning over de condensator om een gemiddelde waarde V schommelt. Dit is de gelijkspanning, die door de gelijkrichter wordt geleverd. De variatie van de spanning kan men als een wisselspanning beschouwen, met een frequentie, gelijk aan de netfrequentie (zie fig. 64b). De geleverde gelijkspanning is nu hoger dan zonder condensator. Uit de werking van de condensator C blijkt dat deze als het ware een reservoir van elektronen vormt, waaruit in de negatieve faze stroom aan de belastingsweerstand R wordt geleverd. Men noemt deze condensator daarom wel reservoircondensator of buffercondensator.
De gelijkspanning dient voor voeding van de verschillende elektroden van de versterkerbuizen in het ontvangtoestel **). Behalve de gelijkspanning is er ook nog een wisselspanning met de netfrequentie (men noemt deze wisselspanning wel rimpelspanning). Aangezien de rimpelspanning het gevolg is van de ladingsverandering van de condensator C, volgt hieruit dat, naarmate de verandering van de lading groter is, een grotere rimpel-

*) In werkelijkheid bereikt de spanning over de condensator deze topwaarde niet. Om het niet te ingewikkeld te maken nemen wij echter aan, dat deze spanning tot aan de topwaarde van de wisselspanning komt.

**) De grootte van deze gelijkspanning hangt voor een groot deel af van de weerstand in de gelijkrichtketen. Deze weerstand wordt o.a. gevormd door de ohmse weerstand van de transformator en de inwendige weerstand van de gelijkrichtbuis. Naarmate meer stroom wordt afgenomen, zal meer spanningsverlies over deze weerstanden ontstaan en dus zal de geleverde gelijkspanning kleiner zijn. Zo krijgt men b.v. voor een dubbelfazige gelijkrichtbuis het beeld van fig. 65. Hierin is vertikaal de gelijkspanning uitgezet en horizontaal de afgenomen gelijkstroom, bij een totale weerstand in de gelijkrichtketen van 200 Ω en voor drie verschillende transformatorspanningen. Hieruit ziet men tevens, dat bij nullast, d.w.z. als geen stroom wordt afgenomen, de spanning over de buffercondensator oploopt tot 1,4 × de effectieve transformatorspanning (bij V_{eff} b.v. tot 300 × 1,4 = 420 V). Bij de keuze van de bedrijfsspanning van de buffercondensator dient men met dit feit terdege rekening te houden.

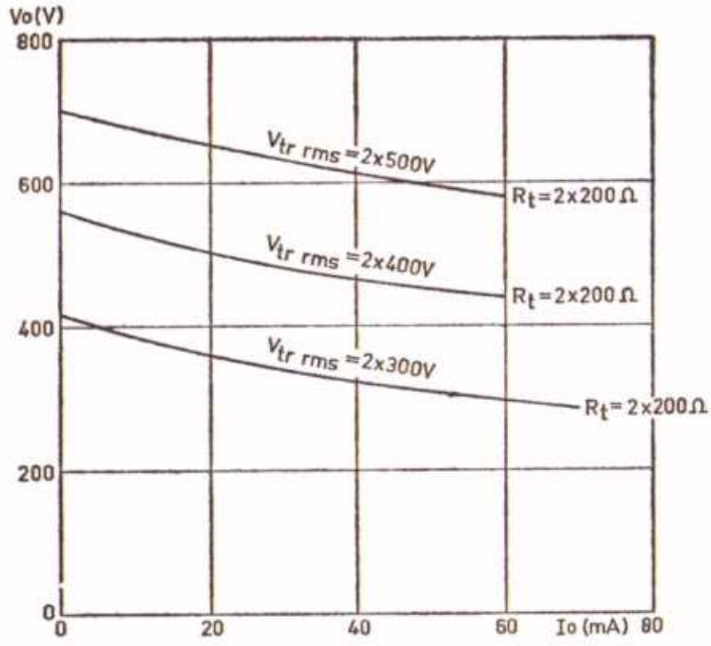


Fig. 65
De gelijkspanning in afhankelijkheid van de afgenomen gelijkstroom voor drie verschillende transformatorwisselspanningen voor een gelijkrichtbuis. R_t de totale weerstand in de gelijkrichtketen.

spanning ontstaat. Als dus de weerstand kleiner is, d.w.z. dat bij een bepaalde gelijkspanning een grotere stroom aan de gelijkrichter wordt onttrokken, zal de ladingsverandering groter zijn en dus wordt de rimpelspanning ook groter. Als de condensator C een kleine capaciteit heeft, zal bij een bepaalde ladingsverandering de invloed groter zijn, dan in het geval van een grote capaciteit. Dit heeft tot gevolg dat de rimpelspanning ook groter is, naarmate de condensator C kleiner is *).

*) Men kan de grootte van de rimpelspanning bij enkelfazige gelijkrichting met de volgende vuistformule zeer eenvoudig berekenen:

$$\text{Rimpelspanning} = 4{,}5 \frac{\text{afgenomen stroom (in mA)}}{\text{capaciteit van de buffercondensator (in } \mu\text{F)}} V_{\text{eff}}$$

Voor een afgenomen stroom van 60 mA en een buffercapaciteit van 50 μF wordt de rimpelspanning dus: $4{,}5 \frac{60}{50} = 5{,}4\ V_{\text{eff}}$.

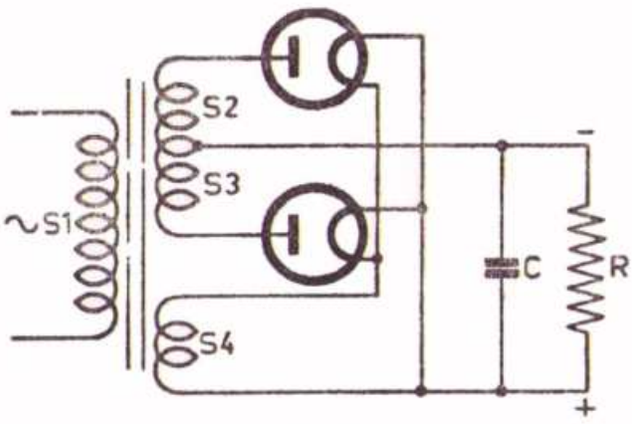


Fig. 66
Principeschema van een dubbelfazige gelijkrichter met twee enkele dioden.

Keren we nu weer terug naar het schema van fig. 62 en tekenen wij de situatie voor dubbelfazige gelijkrichting, dan ontstaat fig. 66. Hierin hebben we de gloeidraadvoeding door middel van de transformator aangegeven. Zoals we in hoofdstuk 2 hebben gezien, wordt nu ook gebruik gemaakt van de negatieve fazen van de wisselspanning, waardoor, zonder condensator *C*, het beeld van fig. 61c ontstaat; met de condensator *C* ontstaat het beeld van fig. 67a. Deze figuur heeft veel overeenkomst met fig. 64a; in beide gevallen ontstaat een fluctuerende gelijkspanning. Wij kunnen echter de volgende verschillen constateren:

1. In fig. 67a zijn ook de negatieve helften benut (dubbelfazige gelijkrichting).

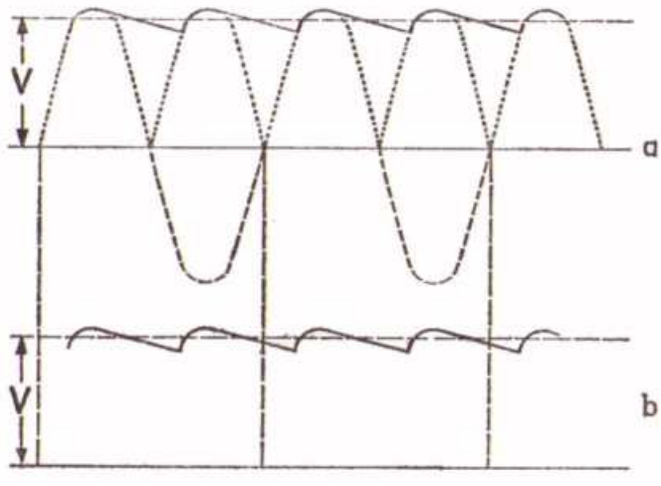


Fig. 67
a. De vorm van de dubbelfazig gelijkgerichte spanning over de buffercondensator *C* van fig. 66.
b. Detail van fig. 67a. Hieruit blijkt, dat de rimpelspanning een frequentie heeft die gelijk is aan de dubbele netfrequentie.

2. De condensator C wordt dientengevolge gedurende een kortere tijd over de weerstand R ontladen; de ladingsverandering zal daarom kleiner zijn en de rimpelspanning eveneens.
3. De rimpelspanning heeft nu een tweemaal zo hoge frequentie als bij enkelfazige gelijkrichting (zie fig. 67b).

Overigens geldt ook bij dubbelfazige gelijkrichting dat evenals bij enkelfazige gelijkrichting de rimpelspanning afhankelijk is van de grootte van de condensator C en van de afgenomen stroom. De rimpelspanning neemt dus toe naarmate de afgenomen stroom toeneemt en de condensator C kleiner is *).

Afvlakking

Als men de gelijkspanning met de aanwezige rimpelspanning zonder meer aan de verschillende elektroden van de versterkbuizen zou toevoeren, zou men door de rimpelspanning een bromtoon in de luidspreker horen. Het is daarom nodig, deze rimpelspanning te verwijderen, of in elk geval zodanig te verzwakken, dat zij niet meer hoorbaar is. Voor het verzwakken van de rimpelspanning maakt men gebruik van filters, die de gelijkspanning ongehinderd doorlaten, maar aan de rimpelspanning zo'n moeilijke weg bieden dat deze zeer sterk wordt verzwakt. Dergelijke filters noemt men afvlakfilters, omdat de spanning in fig. 64a en 67a als het ware vlakker wordt gemaakt.

In fig. 68 is een filter getekend, dat vroeger praktisch algemeen in ontvangers werd toegepast, tegenwoordig echter vrijwel alleen in versterkers. Dit filter bestaat uit een serieschakeling van een spoel L met hoge zelfinductie en een condensator C met grote capaciteit. Deze serieschakeling wordt op de klemmen a en b van de gelijkrichter aangesloten en de gelijkspanning wordt afgenomen van de klemmen c en d dus over de condensator C. Door de hoge zelfinductie heeft de spoel L een grote weerstand voor de rimpelspanning ($X_L = 6{,}28\ f\ L$). De ohmse weerstand van de spoel L hebben wij hier eenvoudigheidshalve verwaarloosd). De conden-

*) Voor de berekening van de rimpelspanning bij dubbelfazige gelijkrichting heeft men eveneens een eenvoudige vuistformule:

$$\text{Rimpelspanning} = 1{,}7\ \frac{\text{afgenomen stroom (in mA)}}{\text{capaciteit van de buffercondensator (in } \mu\text{F)}} V_{\text{eff}}\ .$$

Bij dezelfde waarden van de afgenomen stroom en capaciteit als in de eerste voetnoot, komen we tot een rimpelspanning van ca. 2 V_{eff}. Hieruit blijkt, dat de rimpelspanning bij dubbelfazige gelijkrichting aanzienlijk kleiner is, dan bij enkelfazige gelijkrichting.

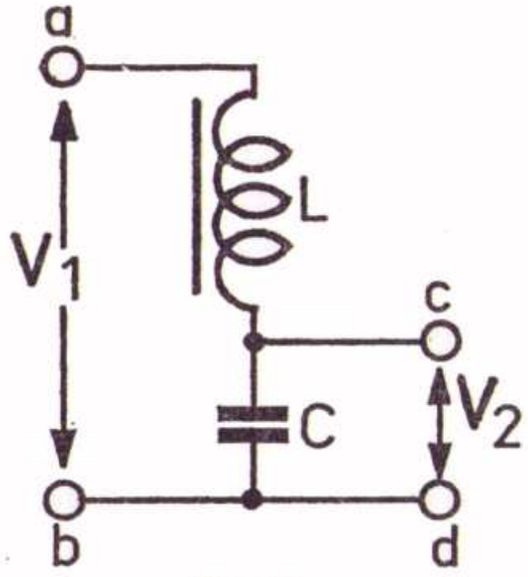


Fig. 68
Principeschema van een afvlakfilter, bestaande uit een smoorspoel L en een condensator C. Over de klemmen a en b staat de gelijkspanning plus de rimpelspanning; over de klemmen c en d staat de gelijkspanning verminderd met het spanningsverlies in de spoel L en de sterk verzwakte rimpelspanning.

sator C heeft echter dank zij zijn hoge capaciteit een lage weerstand voor de wisselstroom ($X_C = \frac{1}{6{,}28\, f\, C}$). Beide elementen werken nu als een spanningsdeler voor de wisselspanning. Uit de theorie van de spanningsdeler weten we, dat de spanningen over de weerstanden van de spanningsdeler recht evenredig zijn met de weerstanden. Als dus de condensator C een zeer kleine weerstand heeft en de spoel L een zeer grote weerstand, betekent dit, dat over de condensator C slechts een zeer klein gedeelte van de wisselspanning komt te staan en over de spoel L het grootste gedeelte. Hieruit volgt verder dat dit filter des te werkzamer is, naarmate de spoel L een grotere zelfinductie heeft en de condensator C een grotere capaciteit. Wij zullen dit met een getallenvoorbeeld illustreren. Daartoe gaan wij uit van een spoel (men noemt dit meestal een smoorspoel) van 8 H en een condensator van 50 μF. De wisselstroomweerstand van de spoel is bij dubbelfazige gelijkrichting (dubbele netfrequentie) gelijk aan: $X_L = 6{,}28 \times 100 \times 8 =$ ca. 5000 Ω (hier is als netfrequentie 50 Hz aangenomen). De condensator heeft voor dezelfde frequentie een wisselstroomweerstand van:

$$X_c = \frac{1}{6{,}28 \times 100 \times \frac{50}{1.000.000}} = \text{ca. } 32\ \Omega.$$

De spanning zal volgens de verhouding van de wisselstroomweerstanden (van C en L) worden verdeeld, zodat over de condensator C slechts ca. $\frac{32}{5000} = \frac{1}{160}$ gedeelte van de oorspronkelijke rimpelspanning zal komen te staan. Voor het voorbeeld in de voetnoot op blz. 82 zou dus de rimpelspanning over de condensator van het afvlakfilter worden

$$\frac{1}{160} \times 2\,V_{eff} = \frac{1}{80}\,V_{eff} = \text{ca. } 12{,}5\ mV_{eff}$$

Voor enkelfazige gelijkrichting, waarbij de frequentie van de rimpelspanning gelijk is aan de netfrequentie, is de werking van het afvlakfilter minder gunstig. De frequentie is immers de helft van die bij dubbelfazige gelijkrichting, zodat de wisselstroomweerstand van de spoel twee maal zo klein wordt en die van de condensator twee maal zo groot. Voor bovengenoemd voorbeeld vinden we dus 2500 Ω voor de spoel en 64 Ω voor de condensator, zodat nu de verzwakking van de rimpelspanning ca. $^1/_{40}$ wordt.

De gelijkstroom zal eveneens de spoel L doorlopen. (De condensator C vormt nu een oneindig hoge weerstand voor deze stroom.) In de spoel zal natuurlijk een gelijkspanningsverlies ontstaan, waarvan de grootte afhankelijk is van de ohmse weerstand van de spoel. Deze weerstand ligt meestal in de grootte-orde van 250 Ω. Bij een gelijkstroom van 60 mA zou dus een gelijkspanningsverlies ontstaan van $0{,}06 \times 250 = 15$ V.

(In hoofdstuk 1 hebben we gezien, dat een serieschakeling van een spoel en een condensator in resonantie kan komen. In dat geval zal de spanning over de condensator juist groter worden. De waarden van L en C moeten daarom in elk geval zo worden gekozen, dat voor de frequentie van de rimpelspanning resonantie kan optreden.)

In de ontvangapparaten is dit afvlakfilter bijna geheel verdrongen door een filter dat bestaat uit een weerstand en een condensator (fig. 69). In principe is de werking van dit filter geheel gelijk aan dat van fig. 68. De weerstand R is in de plaats gekomen van de smoorspoel L. De weerstand moet nu dus een zodanige waarde hebben, dat deze groot is vergeleken bij de wisselstroomweerstand van de condensator. In dat geval kan men voor de spanningsverhouding $\frac{V_2}{V_1}$ de verhouding van $\frac{X_C}{R}$ nemen. Ter illustratie een praktisch getallenvoorbeeld. Daartoe gaan wij uit van een weerstand van 1200 Ω, een capaciteit van 50 μF en een frequentie van 50 Hz

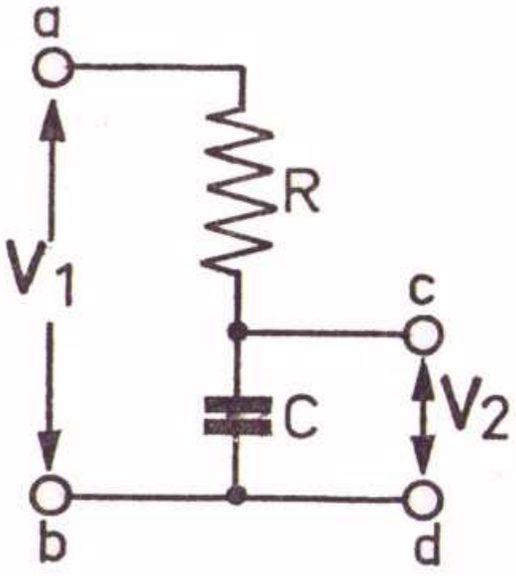


Fig. 69
Principeschema van het afvlakfilter, bestaande uit een weerstand en een condensator.

(enkelfazige gelijkrichting). Uit het voorgaande getallenvoorbeeld bleek dat de wisselstroomweerstand van deze condensator ca. 64 Ω bedraagt. De spanningsverzwakking wordt dus:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{X_C}{R} = \frac{64}{1200} = \text{ca.}\frac{1}{20}$$

Voor dubbelfazige gelijkrichting is de frequentie tweemaal zo groot, dus de wisselstroomweerstand van de condensator tweemaal zo klein. X_C is dan dus 32 Ω. Voor de spanningsverzwakking verkrijgen we nu een factor

$$\frac{1}{40}.$$

Men zou kunnen redeneren dat de rimpelspanningsverzwakking nog groter gemaakt zou kunnen worden door een hogere waarde voor de afvlakweerstand R te nemen. Wij stuiten dan echter op een andere moeilijkheid: het gelijkspanningsverlies in deze weerstand. Ook voor gelijkstroom blijft de weerstand 1200 Ω. Bij een stroom van 60 mA betekent dit een spanningsverlies van 0,06 × 1200 = 72 V. Om dezelfde uitgangsspanning als bij het afvlakfilter met een smoorspoel te verkrijgen, zou men de secundaire transformatorspanning moeten verhogen. Dit zou echter verschillende nadelen met zich brengen. Men lost dit probleem dan ook als volgt op:
De grootste stroomafnemer — dit is dus de eindbuis — wordt uit de buffercondensator gevoed. In dit geval is de gelijkstroom door de afvlak-

weerstand veel kleiner en dientengevolge ook het spanningsverlies. Nemen wij als voorbeeld de eindbuis EL 41, die een gelijkstroom van ca. 35 mA uit de gelijkrichter opneemt, dan blijft er van de 60 mA (= het gelijkstroomverbruik in een normale radio-ontvanger) 25 mA over. Deze 25 mA veroorzaken dan over de weerstand van 1200 Ω een spanningsverlies van 30 V, hetgeen natuurlijk aanzienlijk minder is dan de 72 V in het voorgaande voorbeeld. Omdat de spanning voor de eindbuis dan van de buffercondensator wordt afgenomen, heeft men wel meer kans op brom tengevolge van de rimpelspanning, die over deze buffercondensator staat. Dit bezwaar kan men echter op verschillende wijzen opheffen.

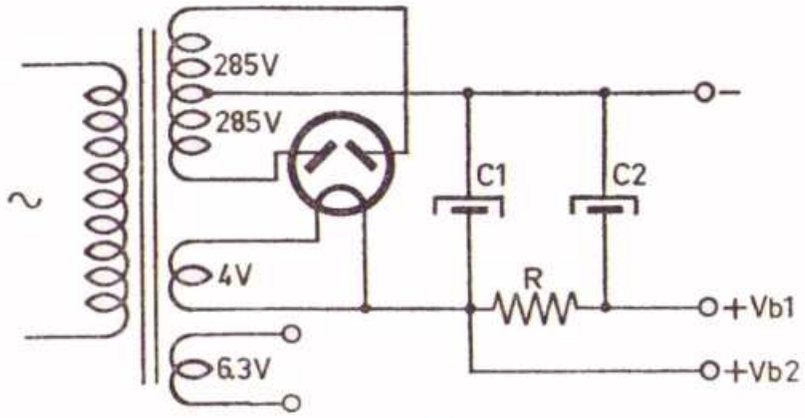


Fig. 70
Principeschema van het complete voedingsgedeelte van een ontvanger voor wisselstroomvoeding.

Het complete voedingsgedeelte van een wisselstroomontvanger is in fig. 70 getekend. Uit de grote waarden van de capaciteit van de condensatoren C_1 en C_2 blijkt reeds, dat het elektrolytische condensatoren zullen zijn. Dit type condensator wordt ter onderscheiding van de andere condensatoren door een speciaal symbool aangeduid, hetgeen ook in fig. 70 is geschied. De als ⌐¬ getekende plaat is hierbij de mantel van de condensator en steeds de — pool. In deze figuur is de dubbelfazige gelijkrichtbuis aangegeven, zoals normaal in schema's wordt getekend. De wikkeling van 6,3 V dient voor de voeding van de gloeidraden van de ontvangbuizen.

Gelijkrichter voor aansluiting op gelijk- en wisselspanningsnetten

Zoals wij reeds in het voorgaande hoofdstuk hebben verteld, moet men ook rekening houden met gelijkspanningsnetten. De spanning van een

dergelijk net behoeft men eigenlijk niet gelijk te richten; men heeft hoogstens een afvlakfilter nodig om de wisselspanningscomponenten, die steeds in een dergelijke gelijkspanning aanwezig zijn, te verzwakken. Aangezien men echter het ontvangtoestel zo universeel mogelijk maakt, heeft men deze ontvangers steeds zodanig ingericht, dat zij zowel geschikt zijn voor aansluiting op gelijkspanningsnetten als op wisselspanningsnetten. In verband met de laatste mogelijkheid heeft de ontvanger dus toch een gelijkrichter nodig. Aangezien het toestel echter tevens op een gelijkspanningsnet moet kunnen worden aangesloten, kan men hierbij geen gebruik maken van een transformator. De wikkeling van een transformator betekent nl. praktisch een kortsluiting bij aansluiting op een gelijkspanning. Het principe van deze gelijkrichter wordt daarom zoals in fig. 71 is weergegeven. Vergelijk deze figuur met fig. 63a, dan ziet U onmiddellijk de overeenkomst. In plaats van de transformator S_1-S_2 komt nu de netspanning rechtstreeks op de gelijkrichter. Verder geldt hiervoor dan ook hetzelfde als in het voorgaande reeds is verteld over de enkelfazige gelijkrichter en de afvlakking.

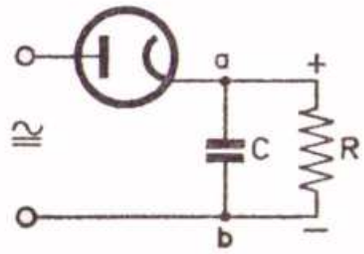


Fig. 71
Principeschakeling van een enkelfazige gelijkrichter.

De voeding van de gloeidraad van de gelijkrichter kan nu echter niet door middel van een transformator geschieden, hetgeen eveneens geldt voor de gloeidraden van de ontvangbuizen. Zoals wij reeds in hoofdstuk 3 kort hebben aangestipt, schakelt men dan de gloeidraden in serie en het geheel met een serieweerstand op de netspanning. Voor dit type ontvangtoestellen, d.w.z. voor universele voeding, gebruikt men dan ook buizen met dezelfde gloeistroom, zoals U-buizen met een gloeistroom van 100 mA. Een veel gebruikte combinatie is bijv.:
UCH 81 - UF 41 - UBC 81 - UL 84 - UY 85 - (zie ook vraagstuk 1 van hoofdstuk 3), waarvan de totale gloeispanning 128,6 V bedraagt. Voor hogere netspanningen moet men dus een serieweerstand opnemen. Voor 220 V wordt dit bv. 914 Ω, voor 200 V 714 Ω. Wil men het ontvangtoestel op verschillende netspanningen kunnen aansluiten, dan moet men

de totale serieweerstand in verschillende afzonderlijke weerstanden verdelen, die men door middel van een schakelaar kan kortsluiten. Een voorbeeld van een dergelijke schakeling geeft fig. 72. In deze figuur ziet U tevens een weerstand in serie met de anode van de gelijkrichtbuis opgenomen. Dit is bij netspanningen boven 125 V noodzakelijk voor beveiliging van de gelijkrichtbuis. Een ander probleem bij ontvangers met universele voeding is de voeding van het schaalverlichtingslampje. Dit lampje, dat meestal op een betrekkelijk lage spanning brandt, dient uiteraard eveneens in de serieketen van de gloeidraden te worden opgenomen. De gloeidraden van de ontvangbuizen hebben echter, wat hun weerstand betreft, een eigenaardige eigenschap. De weerstand van deze gloeidraden is in koude toestand ca. $^1/_7$ van die in warme toestand. De gehele serieketen met serieweerstand is berekend voor de weerstand van de gloeidraden in warme toestand. Dit heeft tot gevolg, dat bij het inschakelen van het toestel, als de gloeidraden dus nog koud zijn, de stroom in de keten veel groter is, dan die in warme toestand. Deze veel grotere stroom kan het

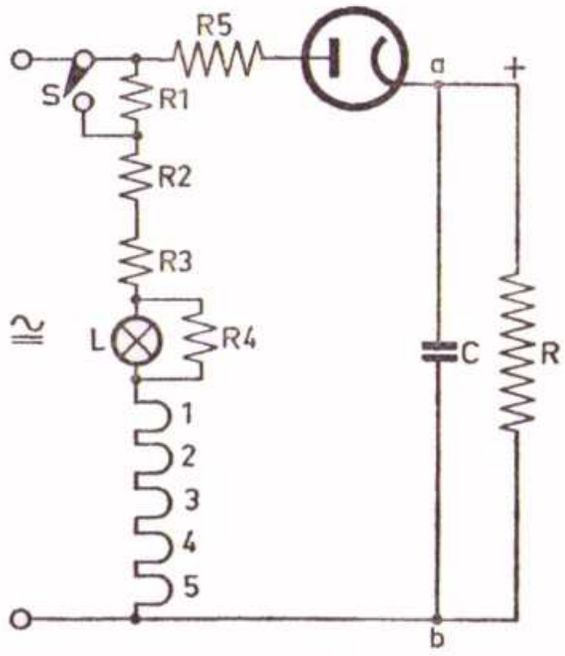


Fig. 72
Vereenvoudigd schema van het complete voedingsgedeelte van een ontvanger voor voeding uit gelijkstroom-/wisselstroomnetten van 200 en 220 V. Voor 200 V wordt de weerstand R_1 door middel van de schakelaar S kortgesloten.
$R_1 = 200\ \Omega$
$R_2 = 240\ \Omega$
R_3 = N.T.C. weerstand (koud ca. 3000 Ω)
(warm ca. 220 Ω)
R_4 = N.T.C. weerstand (koud ca. 10000 Ω)
(warm ca. 250 Ω)
$R_5 = 180\ \Omega$

schaalverlichtingslampje niet verdragen, zodat men er iets op moet vinden om de nadelige invloed van de inschakelstroomstoot op te vangen. Hiervoor maakt men gebruik van N.T.C. weerstanden. Deze hebben eigenschappen die juist tegengesteld zijn aan die van de gloeidraden van de radiobuis, dus in koude toestand een hoge weerstand en in warme toestand een lage weerstand. In fig. 72 heeft men een combinatie van een N.T.C. serieweerstand (R_3) en een N.T.C.-parallelweerstand (R_4) (d.w.z. parallel aan het schaalverlichtingslampje) toegepast. R_3 voorkomt de nadelige invloed van de inschakelstroomstoot. R_4 zorgt ervoor, dat het toestel blijft werken als het lampje L eventueel doorbrandt. De gloeidraadketen blijft dan toch gesloten.

Detectie

Wij hebben in hoofdstuk 2 reeds detectie met behulp van een germaniumdiode behandeld. Er is in principe geen verschil of men een germaniumdiode gebruikt of een normale diode, die op elektronenemissie berust. Hetgeen in hoofdstuk 2 is gezegd, geldt dan ook geheel bij toepassing van diodebuizen. Wij willen echter op één punt nog iets nader ingaan en wel aan de hand van fig. 73a en b die het principeschema voorstellen van het diode detectiegedeelte van een ontvanger. Het schema in fig. 73a is eigenlijk geheel analoog aan dat van fig. 63a. Inplaats van de transformator S_1-S_2 is nu een afstemkring getekend, waarover een wisselspanning V staat, echter met een hoge frequentie, namelijk de draaggolffrequentie, waarop de kring is afgestemd. Als de draaggolf ongemoduleerd is, krijgt men hetzelfde beeld, als in fig. 64a. Over de weerstand R, en over de condensator C, ontstaat weer een gelijkspanning met een rimpelspanning (fig. 74). Aangezien de periode van de H.F.-spanning nu een veel kortere tijd in beslag neemt (bij een draaggolffrequentie van 1000 kHz b.v. $\frac{1}{1.000.000}$ sec) en de weerstand R gewoonlijk een zeer hoge waarde heeft (ca. 500 kΩ), zal de condensator veel minder ontladen worden, dan in het geval van fig. 64a. Dit komt erop neer, dat de rimpelspanning zeer klein zal zijn. Zodra echter de draaggolf gemoduleerd is, varieert de amplitude van de draaggolf in het ritme van de laagfrequentie. Dit laagfrequentiesignaal moeten we na de detectie overhouden. Dit verkrijgt men automatisch, door de condensator C en de weerstand R zodanige waarden te geven, dat de fluctuatie van de spanning voor de draaggolffrequentie verwaarloosbaar klein is, terwijl de variatie van de amplitude van de H.F.-

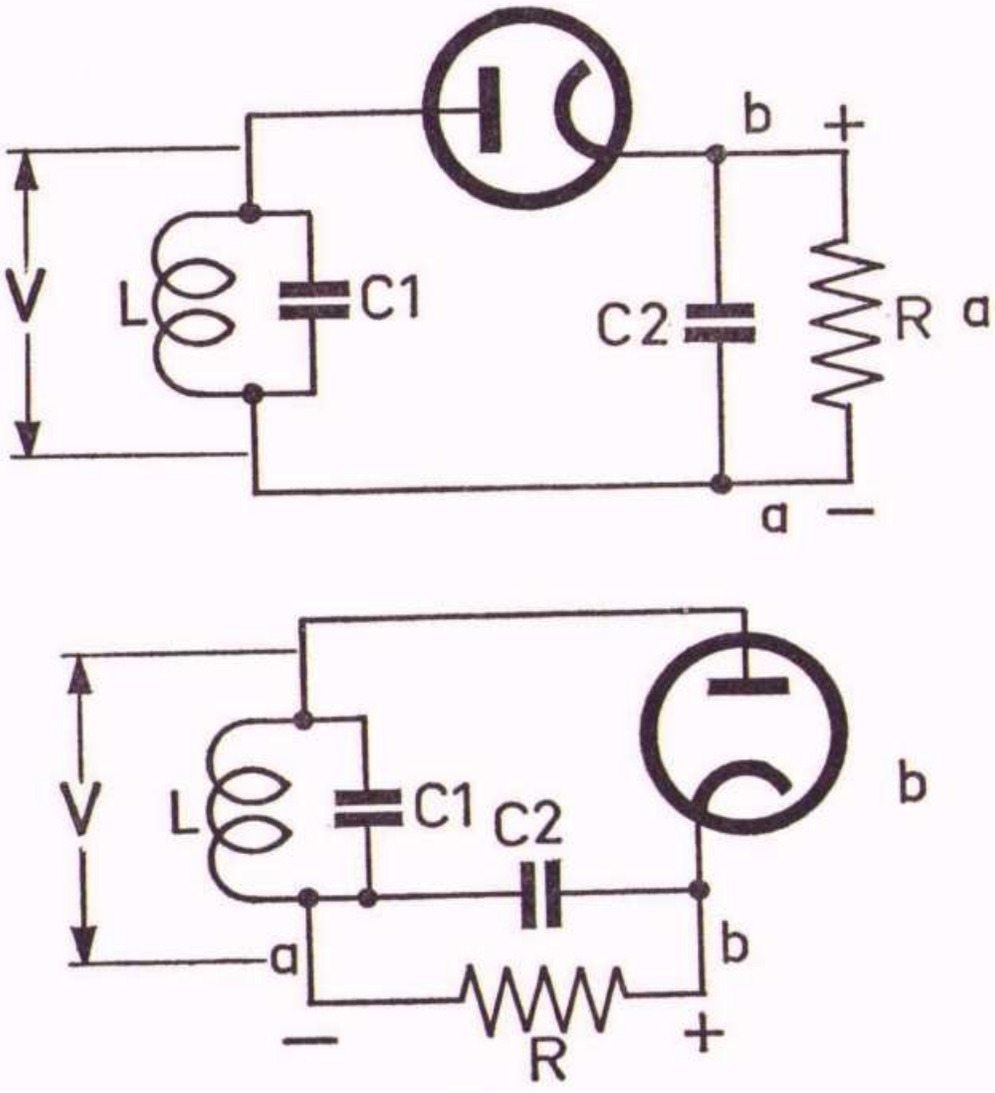


Fig. 73
a. Principeschema van een diode-detectortrap.
b. Gelijk aan fig. 73a, doch op een andere wijze getekend.

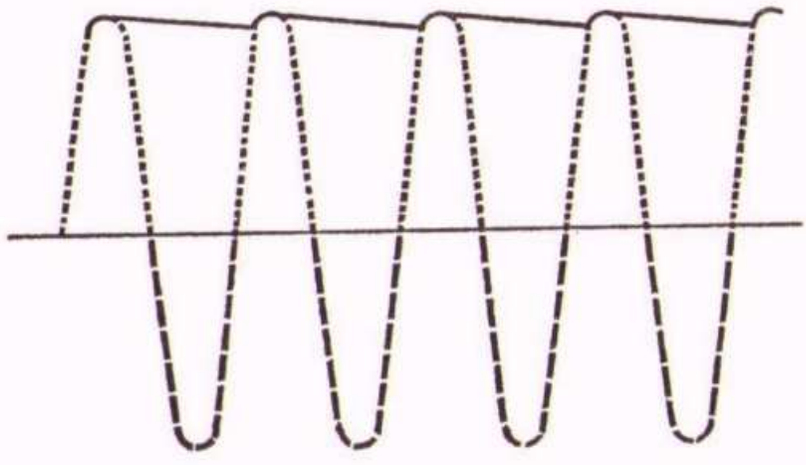


Fig. 74
Beeld van de gelijkspanning + rimpelspanning over de condensator *C* in de schakeling van fig 73a, bij een ongemoduleerde draaggolf.

spanning in het laagfrequentieritme wel duidelijk door de ontlading van de condensator C wordt gevolgd. Aangezien de modulatie-frequentie tot ca. 6000 Hz gaat, zodat de tijd van één periode 1/6000 seconde duurt, moet de grootte van R zodanig zijn, dat de condensator C in de tijd van 1/6000 seconde voldoende ontlaadt om de modulatieverandering van de amplitude van de H.F.-draaggolf te volgen. Praktische waarden van C en R zijn 100 pF, resp. 500 kΩ. In fig. 73b is het schema van fig. 73a iets anders getekend. Op deze wijze treft men het dikwijls in de schema's van ontvangers aan. In fig. 75 zijn de verschillende fazen van de detectie van een gemoduleerde draaggolf weergegeven. Men ziet hier:

a. de vorm van de gemoduleerde draaggolf
b. de vorm van de gedetecteerde gemoduleerde draaggolf
c. de L.F.-spanning, die over de weerstand R ontstaat.

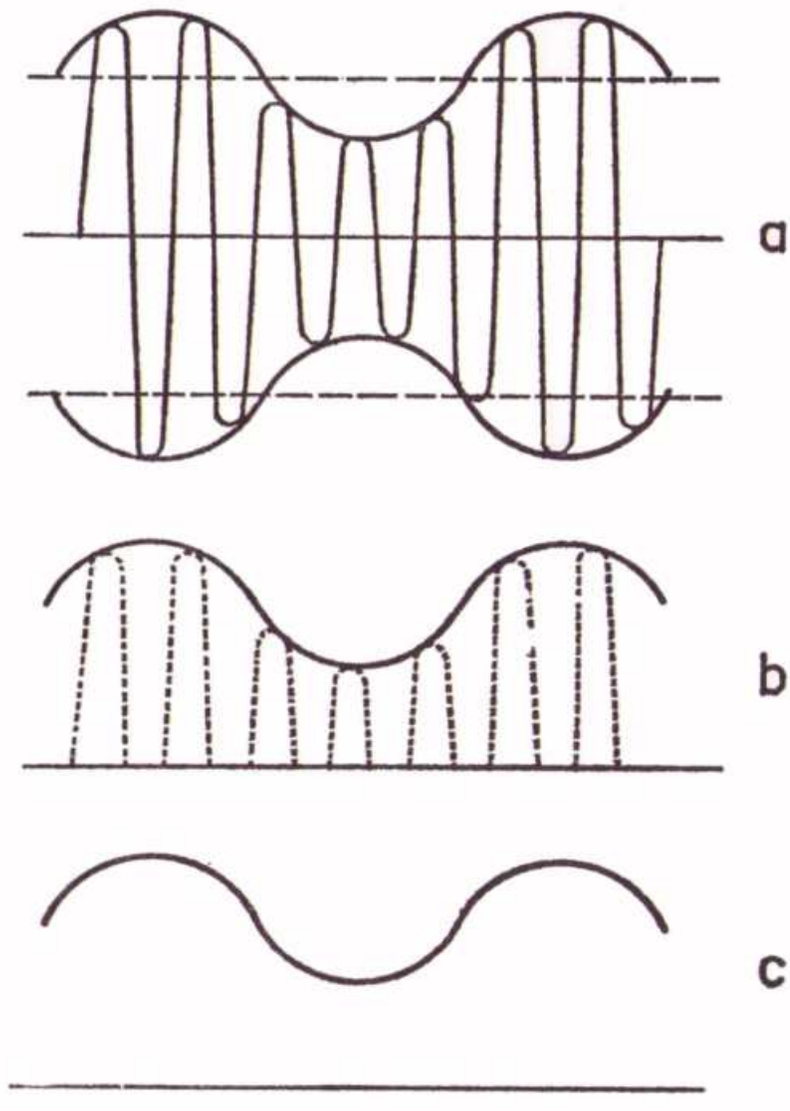


Fig. 75
a. De vorm van een gemoduleerde draaggolf.
b. De vorm van een gedetecteerde gemoduleerde draaggolf.
c. De L.F.-spanning over de weerstand R.

Het schema van fig. 73 treft men dikwijls in gewijzigde vorm aan, zoals in fig. 76 is weergegeven. Het typische verschil met fig. 73 is, dat nu de weerstand *R* direct parallel aan de diode staat. Overigens speelt zich de detectie op dezelfde wijze af en ontstaat over *R* de gelijkspanning en de L.F.-modulatiespanning.

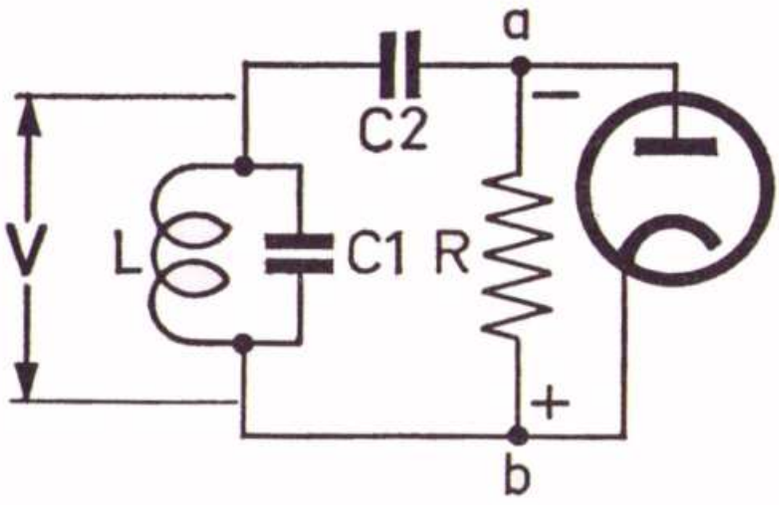


Fig. 76
Principeschema van een diode-detectortrap, waarbij de weerstand *R* parallel aan de diode staat.

SAMENVATTING

1. Bij een (enkelfazige of dubbelfazige) gelijkrichter voor de voeding van een ontvangtoestel, schakelt men over de uitgang van de gelijkrichter een buffercondensator.

2. Door deze buffercondensator (ook wel reservoircondensator genoemd) wordt het niveau van de gemiddelde gelijkspanning verhoogd en is de wisselspanningscomponent des te kleiner, naarmate de condensator groter en de afgenomen stroom kleiner is.

3. De rimpelspanning is de wisselspanning, die over de buffercondensator ontstaat. Bij enkelfazige gelijkrichting heeft zij een frequentie gelijk aan de netfrequentie; bij dubbelfazige gelijkrichting is de frequentie van de rimpelspanning gelijk aan de dubbele netfrequentie.

4. Men kan de rimpelspanning met behulp van de volgende vuistformules zeer eenvoudig berekenen:

   Enkelfazige gelijkrichting:

   $$\text{Rimpelspanning} = 4{,}5 \frac{\text{afgenomen stroom (in mA)}}{\text{capaciteit van de buffercondensator (in } \mu\text{F)}} V_{\text{eff}}$$

Dubbelfazige gelijkrichting:

$$\text{Rimpelspanning} = 1{,}7 \frac{\text{afgenomen stroom (in mA)}}{\text{capaciteit van de buffercondensator (in } \mu\text{F)}} V_{\text{eff}}$$

5. Om de nadelige invloed van de rimpelspanning (hoorbaar als brom) te vermijden, wordt achter de buffercondensator nog een afvlakfilter geschakeld. Deze filters kunnen bestaan uit een spoel en een condensator, of uit een weerstand en een condensator.

6. In het voedingsgedeelte van ontvangers voor wisselstroomvoeding, worden de gloeidraden van de buizen gevoed uit een aparte wikkeling op de transformator.

7. In ontvangers voor gelijkstroom-/wisselstroomvoeding, kan men geen transformator toepassen. Hier schakelt men daarom de gloeidraden in serie, eventueel met een serieweerstand, direct op de netspanning.

8. Het schaalverlichtingslampje in ontvangers voor gelijkstroom-/wisselstroomvoeding, wordt eveneens in serie met de groeidraadketen opgenomen. Ter vermijding van een te hoge inschakelstroomstoot, maakt men hierbij gebruik van een N.T.C.-weerstand in serie met het schaalverlichtingslampje.

9. Voor de gelijkrichting van de gemoduleerde draaggolf wordt tegenwoordig meestal een diode-detector gebruikt. De grootte van de detectie-condensator en belastingsweerstand wordt hierbij zo gekozen, dat de H.F.-rimpelspanning verwaarloosbaar klein is, de L.F.-variatie echter over blijft.

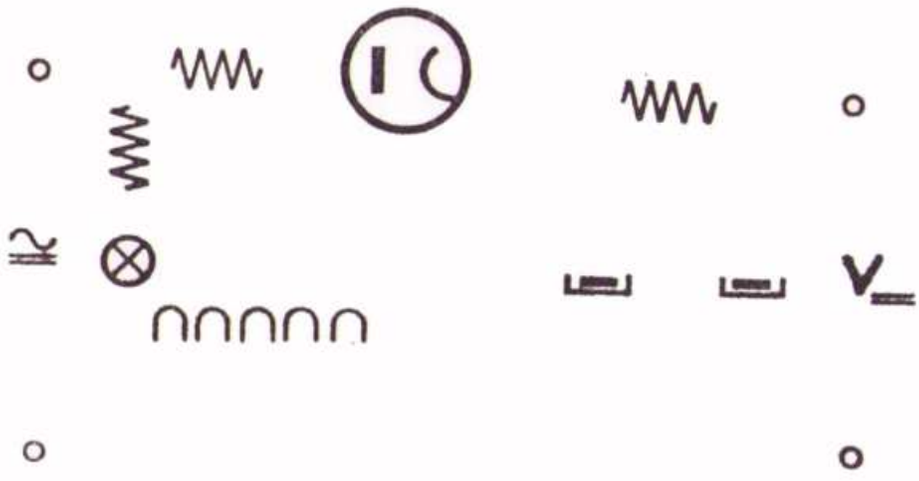
OPGAVEN

1. Wat zijn de voordelen van dubbelfazige gelijkrichting ten opzichte van enkelfazige gelijkrichting?

2. Bereken het spanningsverlies in een smoorspoel met 2500 windingen (gemiddelde lengte van een winding = 15 cm) van 0,15 mm emaille-draad, als de stroomsterkte 60 mA bedraagt. De soortelijke weerstand van de draad bedraagt 0,0175.

3. Een transformatorwikkeling bevat 650 m draad met een doorsnede van 0,08 mm². Als de E.M.K. van deze spoel 450 V_{eff} bedraagt, hoe groot is dan de klemspanning bij een stroombelasting van 58 mA? De soortelijke weerstand van de draad bedraagt 0,0175.

4. Hieronder zijn getekend de onderdelen en de gelijkrichtbuis van het voedingsgedeelte van een ontvanger voor gelijkstroom-/wisselstroom-voeding. Teken de leidingen in de figuur, zodat het volledige schema ontstaat.



HOOFDSTUK 5

VERSTERKING

De triode

Zoals wij in hoofdstuk 3 reeds hebben aangestipt, kan de elektronenstroom van de katode naar de anode worden beïnvloed door tussen beide elektroden een rooster aan te brengen. Fig. 59 geeft er een voorbeeld van hoe een dergelijk rooster eruit kan zien en fig. 57 toont hoe dit schematisch wordt voorgesteld.
Om de invloed van het rooster op de elektronenstroom aan te tonen willen wij eerst een vergelijkend watervoorbeeld bekijken (fig. 77a) en b). Sluiten wij een soepele slang op de waterkraan aan, dan is de waterstraal, die uit de slang spuit te vergelijken met de elektronenstroom die in een radiobuis van de katode naar de anode loopt. Wanneer wij de slang tussen duim en wijsvinger indrukken, wordt de stroom minder; drukken wij hard genoeg, dan kunnen wij zelfs de stroom helemaal doen ophouden. Drukken wij afwisselend hard en zacht, dan zien wij hoe de waterstraal in hetzelfde tempo sterker of zwakker wordt. Nu kunnen wij de druk van de waterleiding vergelijken met de anodespanning en de druk tussen duim en wijsvinger met een negatieve roosterspanning. Door het rooster een negatieve spanning ten opzichte van de katode te geven, worden immers de negatief geladen elektronen naar de katode teruggestoten. Een geringe roosterspanning komt overeen met een lichte druk van de duim op de slang, een grote negatieve roosterspanning komt overeen met een sterke druk van de duim. Wij kunnen de spanning op het rooster inderdaad zó negatief maken, dat het rooster alle elektronen naar de katode terugstuurt, zodat geen enkel elektron erin slaagt de anode te bereiken, d.w.z. de anodestroom wordt nul.

Op de elektronen werken dus feitelijk drie krachten:

1. de kracht die de elektronen van de katode vrijmaakt (afhankelijk van de temperatuur van de katode)

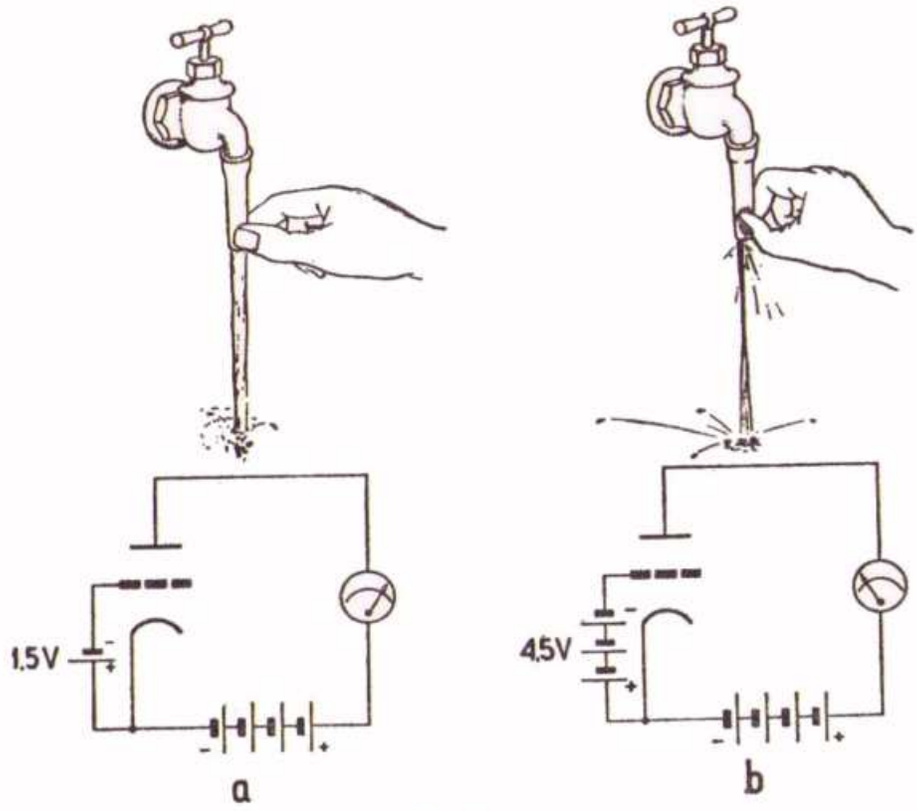


Fig. 77
Vergelijkend watervoorbeeld van de invloed van het stuurrooster op de anodestroom met overeenkomstige elektrische situatie.
a. Negatieve roosterspanning is gering: grote anodestroom.
b. Negatieve roosterspanning is groter: kleinere anodestroom.

2. de aantrekkende kracht van de positieve anode
3. de afstotende kracht van het negatieve rooster.

Voor ons zijn de twee laatstgenoemde krachten de belangrijkste. De eerstgenoemde kracht kunnen we als constant beschouwen. Het hangt dus van de invloed van de laatstgenoemde krachten af, hoeveel elektronen de anode zullen bereiken, of met andere woorden, hoe groot de anodestroom zal zijn. Wij willen thans iets nader ingaan op de werking van de triode. Daartoe gaan wij uit van de schakeling van fig. 78. Hierin wordt de positieve spanning voor de anode via een potentiometer P_2 van de anodebatterij V_b betrokken, en een positieve of een negatieve spanning ten opzichte van de katode kan aan het stuurrooster via een potentiometerschakeling P_1 worden toegevoerd. (Uit fig. 79 blijkt duidelijk, dat de roosterspanning negatief wordt als de loper van de potentiometer P_1 zich links van het midden bevindt en positief als de loper rechts van het midden staat). De meters A_1 en A_2 zijn mA-meters voor het meten van de roosterstroom resp. de anodestroom; de meters V_1 en V_2 zijn voltmeters voor het

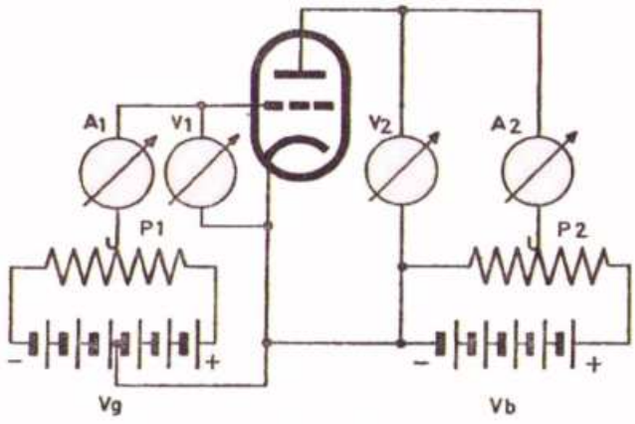


Fig. 78
Principeschema voor de meting van *Ia/Vg*- en *Ia/Va*-karakteristieken van een triode.

meten van de roosterspanning resp. de anodespanning. Wij beginnen met de loper van de potentiometer P_1 in het midden te plaatsen (in fig 79 is dan $R_1 = R_2$), zodat de spanning van het rooster ten opzichte van de katode 0 V bedraagt. Wij kunnen nu voor verschillende waarden van de spanning op de anode (= anodespanning) nagaan, hoe groot de stroom is, die daarbij vloeit. De waarden van de anodespanning en de anodestroom worden afgelezen op de meters V_2 en A_2. Men krijgt dan een aantal getallen, die men kan uitzetten in een grafiek, de z.g. anodestroom/anodespanningskarakter (of kortweg I_a/V_a-karakteristiek). *)
In fig. 80 rechts geeft de kromme 1 deze getallen weer voor het triodegedeelte van de EBC 81 (dit is een duodiode-triode, waarvan wij hier alleen het triodegedeelte bekijken). Zoals men uit deze grafiek ziet, neemt de

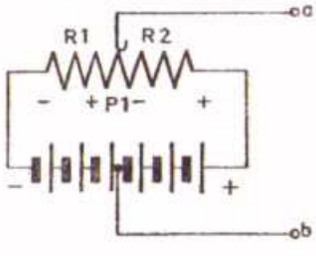


Fig. 79
Detail van fig. 78. Klem *b* bevindt zich op de middenaftakking van de batterij. Afhankelijk van de stand van de potentiometer P_1 zal klem *a* negatief of positief ten opzichte van klem *b* worden.

*) De spanningen en stromen van de radiobuizen duidt men meestal met symbolen aan. De spanningen worden voorgesteld door de hoofdletter *V*, gevolgd door een letter, die de betreffende elektrode voorstelt, b.v. V_f = gloeispanning, V_a = anodespanning, V_g = roosterspanning, enz.
Zo worden de stromen voorgesteld door de hoofdletter *I*, gevolgd door de zelfde letters als bij de spanningen; dus I_f = gloeistroom, I_a = anodestroom en I_g = roosterstroom.

stroom naar de anode regelmatig toe als de spanning op de anode wordt verhoogd. Wij hebben deze kromme slechts getekend tot een stroom van ca. 7,5 mA, die bij een anodespanning van 250 V en een roosterspanning van 0 V optreedt. (Als wij de anodespanning nog meer zouden gaan verhogen, zou men zien, dat op een gegeven moment de stroom niet meer in dezelfde mate toeneemt en boven een bepaalde waarde van de anodespanning zelfs constant blijft. Men heeft dan de z.g. verzadigingsstroom van de buis bereikt. Wij zullen hierop echter niet verder ingaan, omdat de elektronenbuizen in een ontvangtoestel nimmer zodanig worden gebruikt, dat zij tot aan de verzadigingsstroom lopen).
Schuiven wij nu de potentiometer P_1 zover naar links, dat de meter V_1 — 1V aanwijst, zodat het rooster 1V negatief is ten opzichte van de katode (men zegt dan, dat de negatieve roosterspanning — 1V is), dan kan men daarna dezelfde metingen doen als bij 0 V roosterspanning. Het zal duidelijk zijn, dat bij de overeenkomstige anodespanning van de voorgaande metingen andere stromen zullen worden gemeten. Het rooster is nu immers negatief ten opzichte van de katode, zodat het rooster een remmende invloed heeft op de negatief geladen elektronen, die het rooster moeten passeren, om op de anode terecht te komen. Dit ziet men ook uit

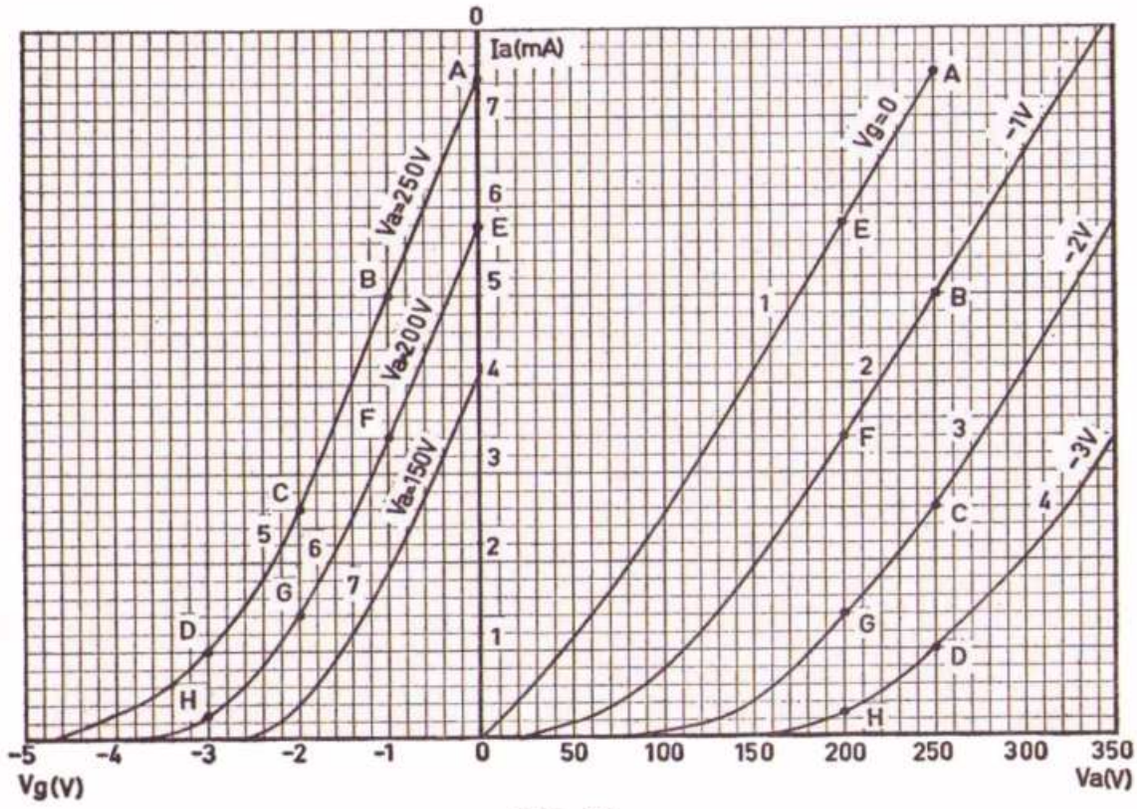


Fig. 80
Ia/Vg- en *Ia/Va*-karakteristieken van een triode.

de kromme 2 in fig. 80, waar pas bij ca. 50 V spanning op de anode een geringe stroom begint te lopen, terwijl bij deze spanning in het voorgaande voorbeeld (bij 0 V roosterspanning) reeds 1 mA anodestroom liep. Tekent men de meetresultaten weer punt voor punt op, dan verkrijgt men karakteristiek 2, die van een bepaald punt af vrijwel parallel loopt aan de eerste karakteristiek. Zo kan men deze metingen herhalen voor verschillende waarden van de roosterspanning. De krommen 3 en 4 stellen de karakteristieken voor bij een negatieve roosterspanning van — 2 V resp. — 3 V. De combinatie van deze grafieken noemt men het karakteristiekenbeeld van een radiobuis; het is als het ware het visitekaartje van de betreffende radiobuis.

Wij kunnen ook kijken wat er met de anodestroom gebeurt bij een vaste anodespanning, echter met een variërende roosterspanning. Voor deze meting blijft de potentiometer P_2 in dezelfde positie staan en wordt de anodestroom gemeten voor verschillende standen van de potentiometer P_1 (verschillende negatieve roosterspanningen). Zo geeft karakteristiek 5 het beeld weer bij een spanning van 250 V op de anode ten opzichte van de katode. Bij 0 V roosterspanning is de anodestroom ca. 7,5 mA; naarmate het rooster meer negatief wordt, neemt de anodestroom af, om tenslotte bij — 4,8 V roosterspanning geheel 0 te worden. Deze — 4,8 V noemt men de *afknijpspanning*.

Verlaagt men nu de anodespanning tot b.v. 200 V, dan zal natuurlijk de anodestroom bij dezelfde negatieve roosterspanning als in het voorgaande voorbeeld, ten gevolge van de minder aantrekkende kracht van de anode op de elektronen lager liggen. Men kan ook hiervoor punt voor punt optekenen, hoe groot de stroom is bij verschillende waarden van de negatieve roosterspanning; men verkrijgt op deze wijze karakteristiek 6 in fig. 80. Karakteristiek 7 stelt hetzelfde voor, echter voor een anodespanning van 150 V. Men ziet dat ook deze karakteristieken bijna geheel evenwijdig aan elkander lopen. Men noemt deze karakteristieken de anodestroom-/roosterspanningskarakteristieken of kortweg I_a/V_g-karakteristieken. Door de loper van de potentiometer P_1 rechts van het midden te plaatsen, kan men aan het rooster een positieve spanning toevoeren. Behalve een grotere anodestroom, constateert men dan tevens een stroom naar het rooster (op meter A_1). Aangezien de versterkbuizen in het ontvangtoestel nimmer zó worden gebruikt, dat het rooster positief wordt ten opzichte van de katode, zullen wij hierop niet dieper ingaan).

Als men de I_a/V_g-karakteristieken en de I_a/V_a-karakteristieken van fig.

80 met elkander vergelijkt, kan men hierin veel overeenkomst ontdekken. Men kan zelfs het ene stel karakteristieken grafisch construeren met behulp van het andere stel, zonder dat men hiervoor extra metingen heeft uit te voeren. Wij hebben in beide stellen karakteristieken met hoofdletters de overeenkomstige punten aangeduid. Hieruit kan men zien, dat de I_a/V_g-karakteristiek voor een anodespanning van 250 V kan worden opgebouwd uit de punten *A*, *B*, *C* en *D* van de verschillende I_a/V_a-karakteristieken. Dit zijn nl. de punten, die alle bij eenzelfde anodespanning van 250 V behoren.

Aangezien met met behulp van deze karakteristieken het gedrag van een radiobuis in een bepaalde schakeling kan nagaan, worden tegenwoordig van elke radiobuis dergelijke karakteristieken gepubliceerd. Dit gedrag wordt eigenlijk hoofdzakelijk door drie eigenschappen bepaald, die we in getallen uitdrukken. Deze eigenschappen zijn:

1. *de inwendige weerstand* uitgedrukt in ohm en voorgesteld door het symbool R_i
2. *de steilheid* uitgedrukt in mA/V en voorgesteld door *S*
3. *de versterkingsfactor,* een verhoudingsgetal dat voorgesteld wordt door de Griekse letter μ (vroeger door de letter *g*).

Wij hebben gezien, dat er een vast verband bestaat tussen spanning, stroom en weerstand (wet van Ohm). Een dergelijk verband is er ook bij een radiobuis voor de eigenschappen R_i, *S* en μ (wet van Barkhausen). Wij zullen in de volgende paragrafen zien, hoe wij deze drie eigenschappen uit de I_a/V_g-karakteristieken kunnen bepalen.

De inwendige weerstand van een radiobuis (R_i)

De inwendige weerstand van een radiobuis is eigenlijk een wisselstroom-weerstand, omdat hij wordt bepaald door een anodespannings*verandering* en de dientengevolge optredende anodestroom*verandering* bij een constante roosterspanning. Het quotiënt van deze veranderingen is de inwendige weerstand. In een formule geeft dit:

$$R_i = \frac{\triangle V_a}{\triangle I_a} \text{ (bij constante roosterspanning).}$$

($\triangle$, de Griekse letter *D*, spreek uit delta; het wordt gebruikt als symbool voor een verandering van een bepaalde grootheid.)

Wij willen er nadrukkelijk de aandacht op vestigen, dat de inwendige weerstand van een radiobuis niet gelijk is aan de anodespanning gedeeld door de daarbij behorende anodestroom. Een dergelijke weerstand heeft het karakter van een gelijkstroomweerstand, terwijl de inwendige weerstand R_i juist betrekking heeft op *veranderingen* van de spanning en de daarbij behorende stroom.

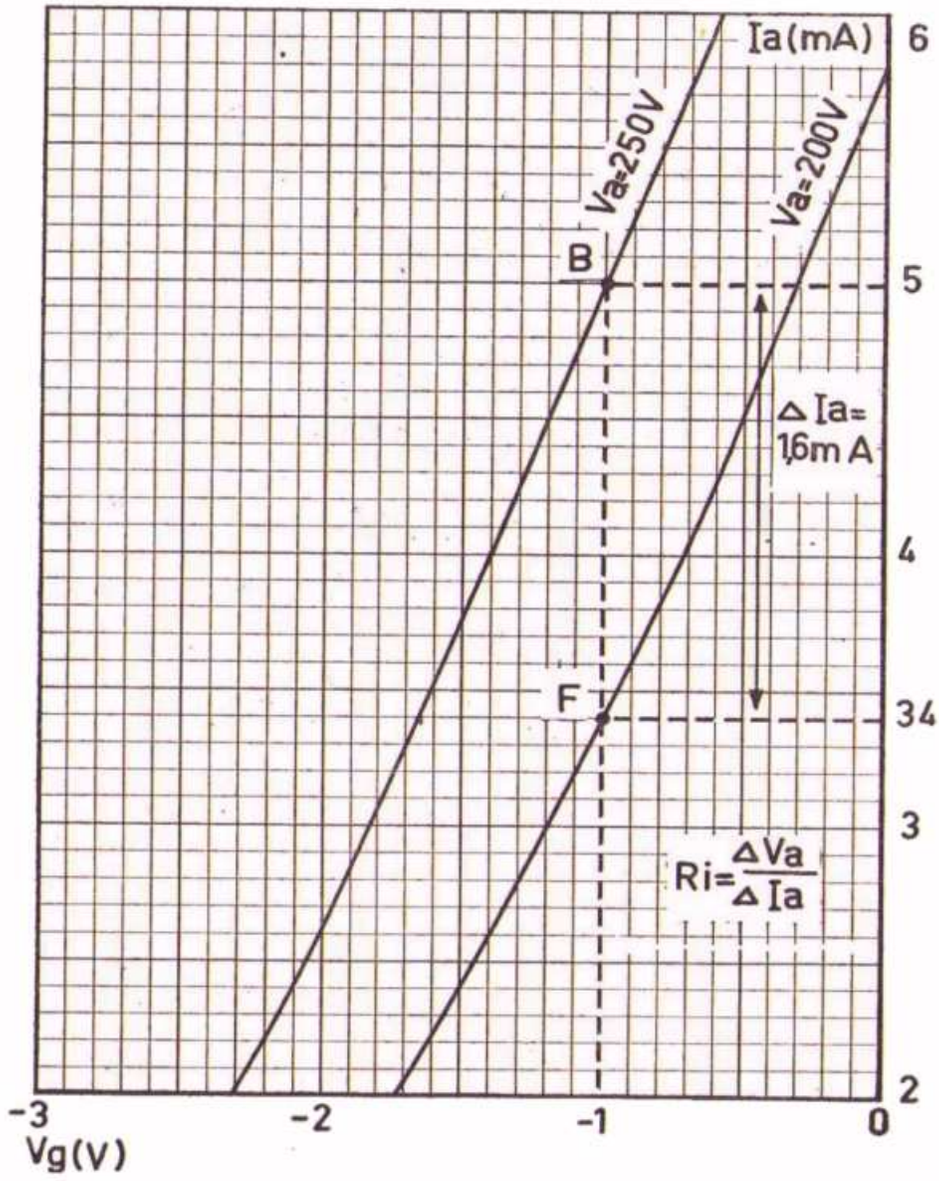


Fig. 81
Detail van de I_a/V_g-karakteristieken van fig. 80 ter bepaling van de inwendige weerstand R_i.

Wij kunnen uit de karakteristieken van fig. 80 heel eenvoudig aflezen, hoe groot de inwendige weerstand van deze buis is. Bekijken wij de I_a/V_g-karakteristieken (zie ook fig. 81) bij een constante roosterspanning van — 1V, dan stelt de afstand tussen de punten B en F de anodestroomver-

andering voor bij een anodespanningsverandering van 250 — 200 = 50V. De afstand *B-F* komt overeen met 1,6 mA, zodat

$$R_i = \frac{\triangle V_a}{\triangle I_a} = \frac{50}{\frac{1,6}{1000}} = \text{ca. } 31.000\ \Omega = \text{ca. } 31\ \text{k}\Omega.$$

Men kan de inwendige weerstand voor verschillende punten op de karakteristiek bepalen en daaruit blijkt, dat in het z.g. rechte gedeelte van de I_a/V_g-karakteristieken de R_i vrijwel constant is; buiten het rechte deel neemt hij echter toe, naarmate de negatieve roosterspanning toeneemt.

De steilheid van een radiobuis (S)

De steilheid van een radiobuis geeft aan, hoeveel de anodestroomverandering (in mA) is tengevolge van een roosterspanningsverandering van 1 V bij een vaste waarde van de anodespanning. Aangezien de I_a/V_g-karakteristieken het verband tussen de anodestroom en de roosterspanning weergeven bij een bepaalde anodespanning, slaat het begrip steilheid op deze karakteristieken. Men zou voor steilheid b.v. ook het woord helling kunnen gebruiken. Hoe groter de helling is van de karakteristiek, dus des te steiler de karakteristiek, des te groter is de steilheid. Neemt men b.v. de karakteristiek 5 in fig. 80, die in fig. 82 nog eens apart is getekend, dan behoren de punten *B* en *K* bij anodestroomwaarden van 5, resp. 3,4 mA, zodat het anodestroomverschil gelijk is aan 1,6 mA. Deze punten behoren bij roosterspanningen van — 1 V en — 1,64 V, zodat het roosterspanningsverschil gelijk is aan 0,64 V. Een roosterspanningsverandering van 0,64 V heeft dus een anodestroomverandering van 1,6 mA ten gevolge.

De steilheid is dan $\frac{1,6}{0,64}$ = ca. 2,5 mA/V.

De definitie van de steilheid in formulevorm is: $S = \frac{\triangle I_a}{\triangle V_g}$ (bij constante anodespanning).

(De grootheid mA/V is een maat die het omgekeerde is van die van de weerstand (ohm.) In de Amerikaanse literatuur drukt men dan ook de steilheid uit in de eenheid micromho $= \frac{1}{1000}$ mA/V; dus 1 mA/V = 1000 micromhos).

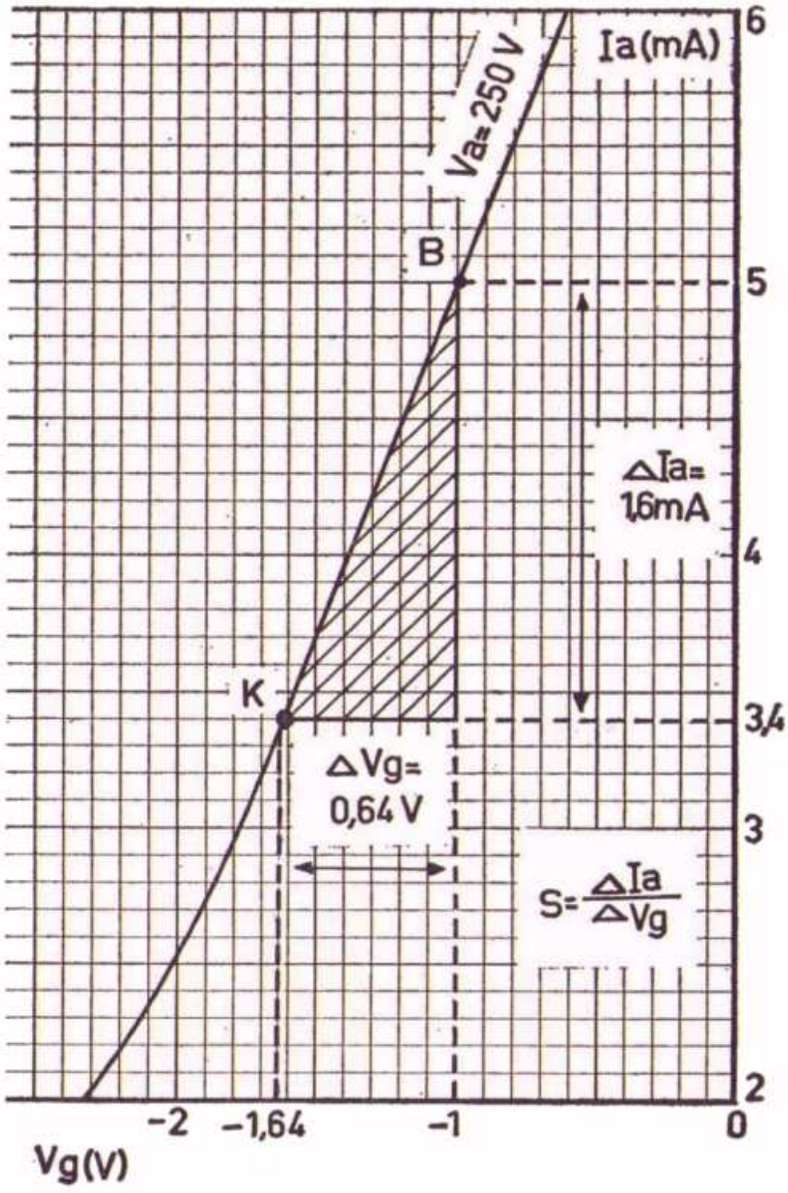


Fig. 82
Detail van de I_a/V_g-karakteristiek voor $V_a = 250$ V uit fig. 80, ter bepaling van de steilheid S.

De versterkingsfactor van een radiobuis (μ)

De derde grootheid van een radiobuis is de versterkingsfactor, gesymboliseerd door de Griekse letter μ. Deze factor is een verhoudingsgetal; het drukt de verhouding uit van de anodespanningsverandering en de roosterspanningsverandering, die ieder voor zich eenzelfde anodestroomverandering zouden veroorzaken. In fig. 83 staat de buis ingesteld in punt K van de karakteristiek voor $V_a = 250$ V. Nu verminderen we V_a met 50 V en komen dus in punt Q van de karakteristiek voor $V_a = 200$ V. De afstand

K-Q is de anodestroomverandering, veroorzaakt door de anodespanningsverandering van 50 V. We kunnen nu deze anodestroomverandering ongedaan maken door (bij $V_a = 200$ V) de roosterspanning van — 1,64 V op — 1 V te brengen. We komen nu in punt *P*, waarbij de anodestroom weer dezelfde waarde heeft als in punt *K*. We zien hieruit, dat een roosterspanningsverandering van 0,64 V dezelfde invloed heeft als een anodespanningsverandering van 50 V. De versterkingsfactor is dan

$$\mu = \frac{\triangle V_a}{\triangle V_g} = \frac{50}{0{,}64} = 78.$$

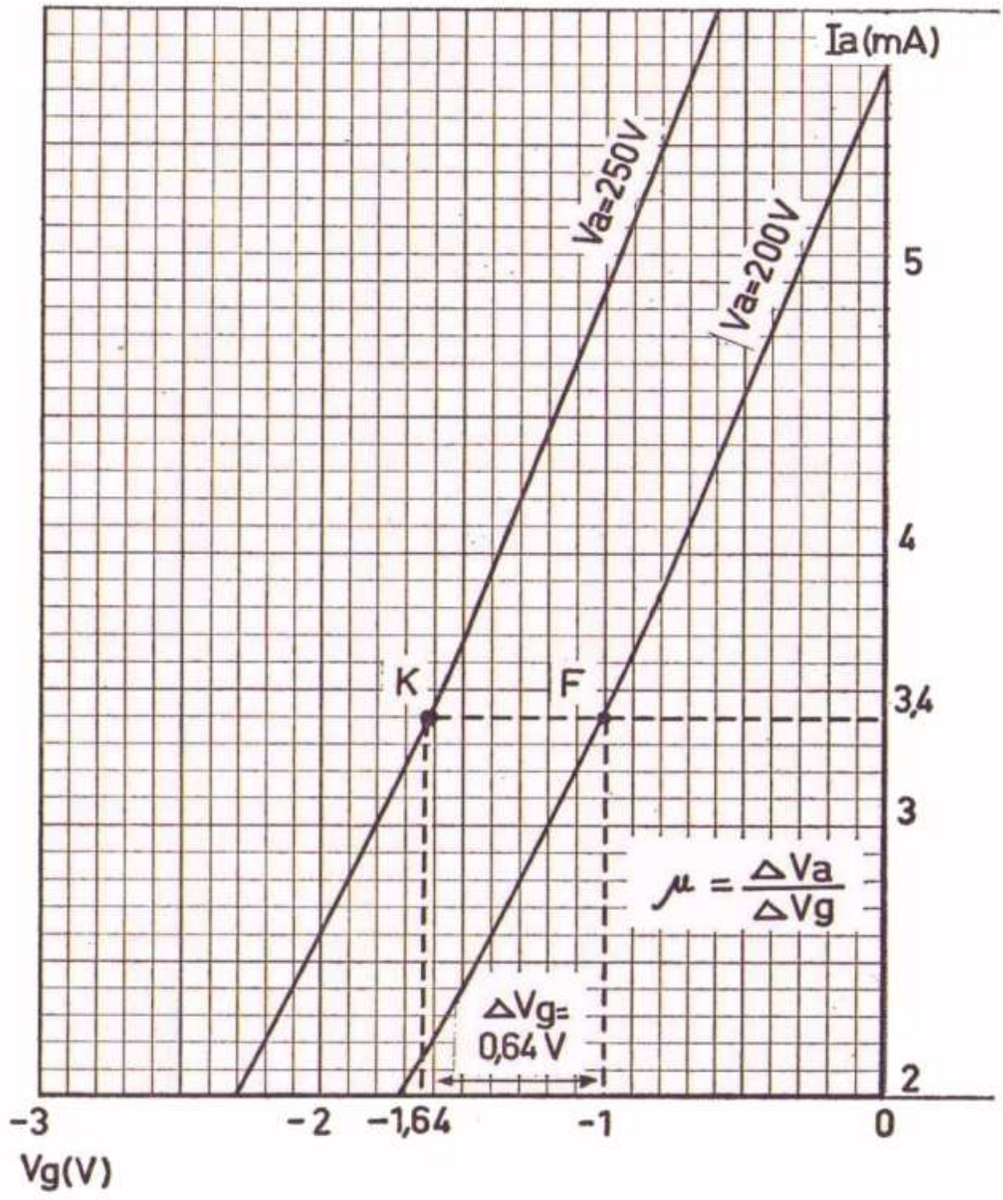


Fig. 83
Detail van de I_a/V_g-karakteristieken uit fig. 80, ter bepaling van de versterkingsfactor μ.

Aangezien het rooster op een kleinere afstand van de katode gelegen is dan de anode, is het logisch, dat het rooster een grotere invloed op de uit de ruimtelading tredende elektronen heeft dan de anode. Dit is de verklaring van het feit, dat de roosterspanningsverandering van 0,64 V een even grote invloed op de anodestroom heeft als de anodespanningsverandering van 50 V.

Wet van Barkhausen

Tussen de behandelde drie eigenschappen van de buis bestaat nog een eenvoudig onderling verband. Het produkt van R_i en S is nl. gelijk aan:

$$R_i \times S = \frac{\triangle V_a}{\triangle I_a} \times \frac{\triangle I_a}{\triangle V_g} = \frac{\triangle V_a}{\triangle V_g} = \mu.$$

Hieruit volgt, dat het product van de inwendige weerstand en de steilheid gelijk is aan de versterkingsfactor. Dus

$$S \times R_i = \mu.$$

Dit verband is algemeen bekend als de *wet van Barkhausen.* Als men dus twee grootheden van de buis weet, kan men met behulp van bovenstaande formule de derde bepalen. Voor de karakteristieken van fig. 80 vonden wij:

$S = 2{,}5$ mA/V
$R_i = 31$ kΩ
$\mu = 78.$

Het produkt van R_i en S geeft inderdaad weer het getal 78. (Bij deze bewerking moet men er aan denken, dat de grootheid mA/V eerst moet worden herleid tot A/V.)
Ter illustratie nog het volgende voorbeeld: Van het triodegedeelte van de ECH 42 is bekend: $S = 2{,}8$ mA/V en $\mu = 22$. De inwendige weerstand R_i kan nu onmiddellijk worden berekend uit:

$$R_i = \frac{\mu}{S} = \frac{22}{\frac{2{,}8}{1000}} = \text{ca. } 8 \text{ k}\Omega.$$

Het versterken van wisselspanningen met behulp van een radiobuis

In de meetschakeling van fig. 78 kan men zien, wat er gebeurt als de spanning op het rooster of op de anode verandert. Voor de praktische toepassing van de buis heeft deze schakeling echter geen enkele waarde. Gebruiken we hem als versterkbuis, dan is het de bedoeling, dat een bepaalde wisselspanning tussen rooster en katode in versterkte vorm in de anodeleiding te voorschijn komt. Dit is alleen mogelijk, als een bepaalde weerstand in de anodeleiding is opgenomen. In dat geval immers veroorzaakt de anodestroomverandering een spanningsverandering over de betreffende weerstand. Het eenvoudigste geval wordt door het schema van fig. 84 weergegeven, waar in de anodeleiding een ohmse weerstand R_a is opge-

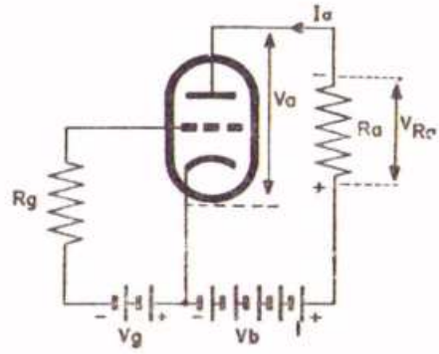


Fig. 84
Principeschema van een triode met anodeweerstand R_a. De anodespanning V_a wordt nu $V_a = V_b - I_a \times R_a$.

nomen. Wij zullen het gedrag van deze schakeling eerst aan de hand van een proef bekijken (zie fig. 85). Hierin wordt met behulp van een toongenerator aan de ingang van de versterkbuis, d.w.z. tussen rooster en katode een wisselspanning (b.v. Philips type GM 2307) toegevoerd. De spanning over de weerstand R_a wordt aan een elektronische voltmeter (Philips type GM 3132 of GM 6005) toegevoerd. Voor de triode kan men b.v. het triodegedeelte van de EBC 81 gebruiken. Als de toongenerator een wisselspanning van 0,1 V_{eff} aan het rooster toevoert, zal men op de elektronische voltmeter een spanning van ca. 4,5 V_{eff} aflezen. De versterking van de buis is dus gelijk aan $\frac{4{,}5}{0{,}1} = 45$. De versterkingsfactor van de buis EBC 81 is 70. Er is dus een merkbaar verschil tussen de verkregen versterking en de grootte van de versterkingsfactor. Om de oorzaak van dit verschil na te gaan, grijpen wij weer terug naar het schema van fig. 84. Beschouwen wij in dit schema eerst de gelijkstroom en de gelijkspanning van de buis. Door de buis vloeit een anodegelijkstroom, die ook door de

weerstand R_a loopt. In deze weerstand ontstaat dus een spanningsverlies gelijk aan $I_a \times R_a$. De polariteit van deze spanning is tegengesteld aan die van de anodebatterij V_b, zodat de spanning op de anode van de buis ten opzichte van de katode gelijk is aan de batterijspanning V_b verminderd met het spanningsverlies over de weerstand R_a. De anodespanning wordt dus:

$$V_a = V_b - I_a \times R_a.$$

De karakteristieken in fig. 80 waren echter opgenomen zonder enige weerstand in de anodeleiding. Wij noemen dit de statische karakteristieken. De karakteristiek voor 250 V behoorde dus bij een voedingsspanning van 250 V.

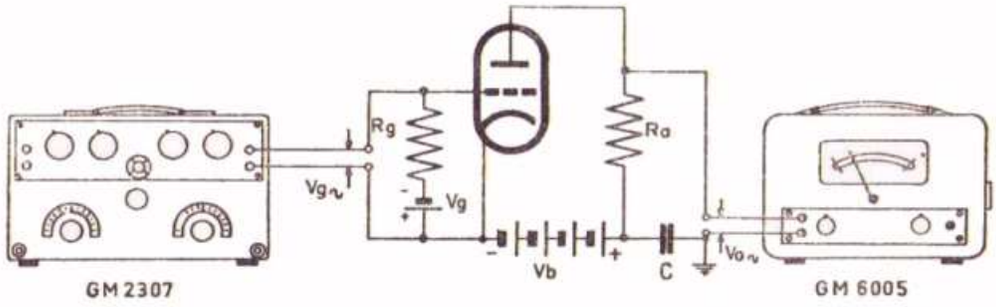


Fig. 85
Meetopstelling voor het meten van de spanningsversterking van een triode.

De situatie verandert echter, door het opnemen van de anodeweerstand R_a. De anodespanning is nu afhankelijk van de grootte van de anodeweerstand R_a en van de anodestroom bij een bepaalde waarde van de voedingsspanning. Dit heeft tot gevolg, dat de I_a/V_g-karakteristieken anders lopen voor het schema van fig. 84. Om te laten zien, hoe het nieuwe verloop van deze karakteristieken is, hebben wij in fig. 86 de statische I_a/V_g-karakteristieken nogmaals getekend, echter in geïdealiseerde vorm, d.w.z. de onderste bocht is weggelaten, zodat ze zuiver recht zijn.
Wij hebben daarin tevens de nieuwe I_a/V_a-karakteristieken (men noemt deze de dynamische I_a/V_g-karakteristieken) voor anodeweerstanden van 40 kΩ en 125 kΩ getekend. Bij een voedingsspanning van 250 V hebben deze lijnen één punt gemeen, nl. het afknijppunt, waarbij de anodestroom tot 0 is teruggebracht. Als er geen anodestroom loopt, zal er immers ook geen spanningsverlies in de weerstand ontstaan, zodat dan de anodespanning gelijk is aan de batterijspanning. Zodra echter stroom loopt, ontstaat er spanningsverlies over de weerstand R_a en de anodespanning zal dus minder zijn. Zo komt b.v. A overeen met een anodestroom van 1,25

mA. Deze stroom veroorzaakt over de anodeweerstand van 40 kΩ een spanningsverlies van 50 V, zodat de anodespanning 250 — 50 = 200 V bedraagt. Punt *A* moet dus tevens op de statische karakteristiek voor 200 V liggen. Zo kan men ook punt *B* construeren en de totale dynamische karakteristiek voor een voedingsspanning van 250 V tekenen. Men ziet onmiddellijk uit de figuur, dat de steilheid van deze nieuwe karakteristiek aanzienlijk kleiner is dan die van de overeenkomstige statische karakteristiek. *)

Nu gaat het hierbij om het versterken van wisselspanningen. Op het rooster van de buis komt dus een wisselspanning en nu zal de anodestroom variëren, afhankelijk van de verandering van de roosterspanning. In fig. 86 hebben wij dit gedaan voor een roosterspanningsverandering met een amplitude van 0,85 V. Deze variatie speelt zich af om de vaste waarde van de roosterspanning van — 1,4 V. De amplitudewaarden van de totale roosterspanning worden dus — 1,4 + 0,85 = — 0,55 V en — 1,4 — 0,85 = — 2,25 V. Met deze aplitudewaarden van de roosterspanning komen voor de anodestroom amplitudewaarden van 1,2 mA en 0,4 mA overeen, terwijl de anoderuststroom, behorende bij de roosterspanning van — 1,4 V, 0,8 mA bedraagt. De amplitude van de anodestroomverandering bedraagt dus 0,4 mA. Deze anodestroomverandering veroorzaakt over de anodeweerstand van 125 kΩ een wisselspanning met een amplitude van $\frac{0{,}4}{1000} \times 125.000 = 50$ V. Dit ziet men ook in de karakteristiek. Het anodeweerstand van 125 Ω een wisselspanning met een amplitude van karakteristiek van 150 V. De punten *C* en *D*, behorende bij de amplitudewaarden van roosterspanning en anodestroom, liggen op de statische karakteristieken van 200 V en 100 V. Hieruit zien we, dat er een anode-

*) Men kan bewijzen, dat de dynamische steilheid S_d gelijk is aan

$$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a}$$

Dit toegepast op de karakteristieken van fig. 86 wordt:

$$S_d = 2{,}5 \frac{31.000}{31.000 + 40.000} = 1{,}1 \text{ mA/V}$$

Uit de dynamische karakteristiek voor een anodeweerstand van 40 Ω blijkt inderdaad, dat de dynamische steilheid deze waarde heeft (3,4 mA anodestroom bij 3,2 V roosterspanning). Zo wordt de dynamische steilheid voor een anodeweerstand van 125 kΩ gelijk aan:

$$S_d = 2{,}5 \frac{31.000}{31.000 + 125.000} = 0{,}5 \text{ mA/V}$$

spanningsverandering optreedt van 50 V; de versterking is dus $\frac{50}{0{,}85} = 58{,}9 \times$.

In fig. 86 is beneden aan de figuur de roosterwisselspanning afgebeeld, rechts is de anodewisselstroom getekend en links bovenaan de figuur de anodewisselspanning.

Men kan het gedrag van de versterkbuis ook nog op een andere wijze bekijken. Hiertoe hebben wij het schema van fig. 84 anders getekend in fig. 87. Daarin is de buis vervangen door een spanningsgenerator met een EMK gelijk aan $\mu \times V_g$, met een inwendige weerstand R_i en een uitwendige weerstand R_a. Wij hebben dus een wisselspanningsgenerator,

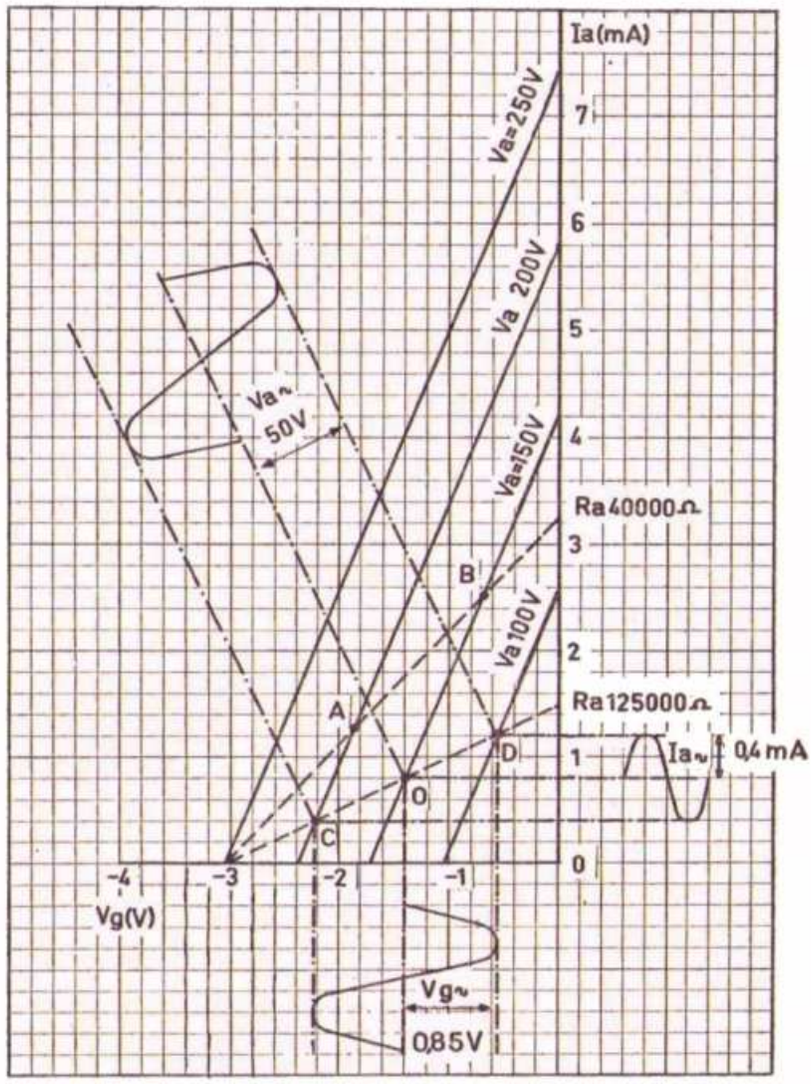


Fig. 86
Geïdealiseerde statische I_a/V_g-karakteristieken (van fig. 80) met de dynamische I_a/V_g-karakteristieken voor $R_a = 40$ kΩ en $R_a = 125$ kΩ.

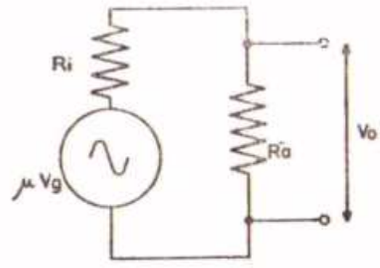


Fig. 87
Vervangingsschema van een radoibuis als versterker. De radiobuis wordt hierin voorgesteld als een spanningsgenerator met een EMK van $\mu \times V_g$ en een inwendige weerstand R_i waarop de weerstand R_a is aangesloten.

waarover een serieschakeling van R_i en R_a staat. Over de weerstand R_a zal dus een wisselspanning V_o ontstaan, die gelijk is aan:

$$V_o = \frac{R_a}{R_i + R_a} \times \mu \times V_g.$$

De versterking wordt dus gelijk aan:

$$G = \frac{V_o}{V_g} = \frac{R_a}{R_i + R_a} \times \mu.$$

Vullen wij hierin weer de waarden in van het vorige voorbeeld, dan verkrijgen wij:

$$G = \frac{125.000}{31.000 + 125.000} \times 70 = 56.$$

(Wij vonden uit de karakteristieken van fig. 86 een versterking van 58,9. Het verschil met 56 wordt veroorzaakt door het feit dat de karakteristieken in fig. 86 geïdealiseerd zijn.)
Uit bovenstaande formule kunnen wij nog de volgende conclusie trekken: De versterking zal des te groter zijn naarmate de breuk de waarde 1 meer nadert, d.w.z. naarmate R_a groter is dan R_i. Een grotere anodeweerstand R_a betekent echter ook een groter spanningsverlies, waardoor minder spanning op de anode van de buis ten opzichte van de katode terecht komt. Bij een bepaalde voedingsspanning van b.v. 250 V is men daarom beperkt in de keuze van R_a. Men zou natuurlijk de voedingsspanning V_b kunnen verhogen, zodat zelfs met een grotere waarde van R_a een voldoende anodespanning overblijft. Dit heeft echter tot gevolg, dat het voedingsgedeelte van het ontvangtoestel voor een hogere spanning berekend moet zijn en dat betekent een duurdere nettransformator en duurdere afvlakcondensatoren. Daarom sluit men een compromis tussen de beschikbare voedingsspanning en de bereikbare versterking. Een gebruikelijke waarde voor de anodeweerstand van een triode is ca. 100 kΩ. Hoewel men met behulp van de karakteristieken van de buis nauwkeurig kan bepalen hoe groot de versterking bij een bepaalde anodeweerstand is,

maakt men in het algemeen gebruik van de gegevens, die de buizenfabrikanten publiceren, zoals b.v. voor de triodegedeelten van de EBC 81 en de UBC 81 als volgt:

Type	Voedings-spanning (V)	Anode-weerstand (kΩ)	Versterking	Anodestroom (mA)
EBC 81	250	100	43	1,15
UBC 81	170	100	37	0,45

HOOFDSTUK 6

ZO WERKT DE TRANSISTOR

Gedurende de laatste jaren zijn enkele nieuwe elektronische onderdelen ontwikkeld die bekend staan als transistors. In bepaalde toestellen en onder bepaalde omstandigheden kan de transistor veel functies van de radiobuis overnemen.
Zij bezitten verschillende voordelen. In de eerste plaats zijn ze klein en zeer licht. De kleinste transistor die in hoorapparaten wordt gebruikt, is slechts 4 mm lang en heeft een doorsnede van 3 mm. In de tweede plaats bezitten zij geen gloeidraad of katode en zij hebben dan ook geen voeding voor de gloeidraad nodig. Ten derde is er geen opwarmtijd — transistors beginnen te werken zodra het apparaat wordt ingeschakeld. Ten slotte wordt er, in plaats van de „hoogspanningsvoeding" van enkele honderden volt, die voor normale buizen nodig is, voor transistors een kleine batterij van enkele volt gebruikt.

Typische toepassingen

Een typische toepassing van transistors ligt in de hoorapparatensector, waarbij de minimale afmetingen en kleine benodigde batterij een aanmerkelijke vermindering van de afmetingen, het gewicht en de kosten voor nieuwe batterijen mogelijk maken. Transistors worden tegenwoordig gebruikt in radio-ontvangers, vooral in de miniatuur- en draagbare ontvangers, waarbij zij vol luidsprekervolume mogelijk maken en ook in „getransistoriseerde" platenspelers. Het is ook mogelijk geheel getransistoriseerde draagbare televisie-ontvangers te maken. Van de verdere toepas-

singen willen we nog noemen: ingebouwde voorversterkers in microfoons en in groeftasters, in rekenmachines (elektronisch brein) en in verschillende soorten meet- en controle-apparaten.
Het is niet gemakkelijk een eenvoudige verklaring te geven van de werking van een transistor, omdat een vrij uitvoerige verklaring een kennis vereist van de elektriciteit, de elektronica en van de scheikunde.

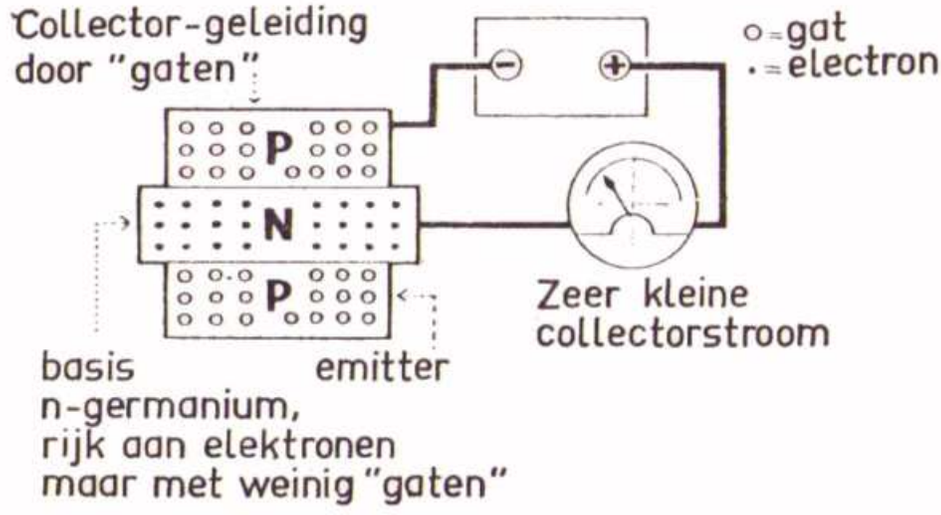
Verschillende soorten atomen

Om te beginnen moet u weten dat atomen — de kleinste deeltjes materie, die kunnen bestaan — bestaan uit een kern waaromheen een aantal veel kleinere deeltjes wentelen, die elektronen worden genoemd. Ieder elektron draagt een kleine negatieve lading, en de kern heeft een positieve elektrische lading die gelijk is aan de totale negatieve lading van alle erbij behorende elektronen. De positieve lading van de kern is dus in evenwicht met de negatieve ladingen van de elektronen, zodat het atoom als geheel, elektrisch gezien, geen lading bezit.
Er zijn thans 101 verschillende soorten atomen bekend — de 101 scheikundige „elementen", zoals zij worden genoemd (88 vaste, 2 vloeibare en 11 gasvormige elementen; 96 elementen zijn in de natuur aangetoond, terwijl de rest voorlopig alleen nog maar kunstmatig kan worden verkregen). Alle andere soorten materialen bestaan uit combinaties van twee of meer soorten van atomen van deze elementen. Iedere soort atoom heeft zijn eigen kenmerkende aantal elektronen. Zo heeft een atoom waterstof één elektron, een atoom koper 29 elektronen en zo verder tot het uraniumatoom, dat 92 elektronen bezit.
Nu is het op verschillende manieren, die we hier niet zullen bespreken, mogelijk enkele elektronen buiten de aantrekkende werking van de kern te brengen, waardoor het atoom dus een positieve lading zal krijgen (de positieve kern wordt dan niet meer geneutraliseerd door de negatieve elektronen).
De „vrije" elektronen bezitten natuurlijk een negatieve lading en met behulp van een elektrische spanning kunnen zij worden gedwongen in een zekere richting te bewegen, waardoor een „elektrische stroom" ontstaat. Stoffen die gemakkelijk hun elektronen afstaan, worden *geleiders* genoemd. Metalen zijn de beste geleiders. Stoffen die slechts moeilijk of geen elektronen kunnen afstaan, noemt men *isolators*. Omdat er slechts weinig ver-

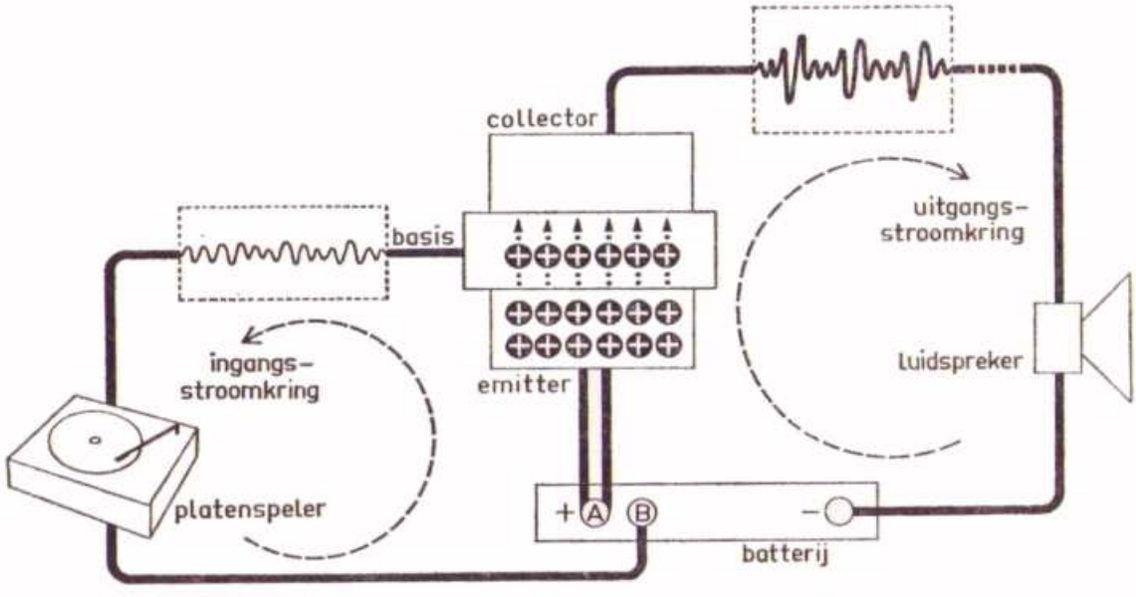
plaatsbare elektronen in een isolator aanwezig zijn, kan er praktisch geen stroom doorheen vloeien.

Germanium is een „halfgeleider"

Er bestaat een andere groep stoffen, waarvan de elektrische eigenschappen liggen tussen die van geleiders en van isolators. Onder normale omstandigheden bevatten zij slechts een zeer bescheiden aantal vrije elektronen, zodat er slechts zwakke stromen doorheen kunnen vloeien. Zij heten daarom *halfgeleiders*. Het metaal germanium is zo'n halfgeleider.
Door het toevoegen aan het germanium van nauwkeurig bepaalde hoeveelheden van zekere verontreinigingen, kunnen de geleidende eigenschappen daarvan worden verbeterd. Er zijn twee soorten van dit verontreinigde germanium: het „*n*" type en het „*p*" type. Bij het *n*-germanium veroorzaakt de betreffende verontreiniging een te veel aan beweeglijke elektronen die, zoals reeds eerder werd verklaard, een elektrische stroom doen ontstaan, wanneer zij worden gedwongen zich in een richting te bewegen.
Bij het *p*-germanium is er een te kort aan beweeglijke elektronen, met andere woorden: er zijn „gaten", daar waar elektronen zouden moeten zijn. Een „gat" kan worden opgevuld door een elektron te lenen van een aangrenzend atoom, maar dat laat dan weer een gat achter, dat op zijn beurt weer kan worden opgevuld door een elektron te lenen van het daarop volgende atoom en zo voort. De plaats van het „gat" beweegt dus in tegengestelde richting aan die van het geleende elektron. Het op deze wijze verplaatsen van een gat is equivalent aan de beweging van een positieve lading die even groot is als de negatieve lading die een elektron bezit.



Een speciale vorm van transistor bestaat uit twee plaatjes van *p*-germanium en een plaatje van *n*-germanium, die als een sandwich op elkaar zijn gestapeld. Het middelste plaatje — van *n*-germanium — heet de *basis* en de beide buitenste plaatjes van *p*-germanium heten de *emitter* respectievelijk de *collector*.
Indien, zoals in fig. 88 is getekend, een batterij zodanig wordt aangesloten, dat deze tracht de gaten van de basis naar de collector te laten verplaatsen, zal er een zeer zwakke stroom vloeien omdat de basis van *n*-germanium slechts weinig gaten bezit, die naar de collector kunnen worden getransporteerd.
Maar veronderstel nu eens, dat de batterij zodanig wordt aangesloten, dat deze tracht gaten van de emitter naar de collector te transporteren (zie fig. 89). De emitter, die uit *p*-germanium bestaat, bezit een grote hoeveelheid gaten en een aantal daarvan zal door de basis naar de collector worden getransporteerd. De collectorstroom neemt daardoor toe. De basis werkt als een regelaar voor het aantal gaten, dat aan de collector wordt geleverd.



Wanneer de transistor als versterker wordt gebruikt, wordt het ingangssignaal (b.v. afkomstig van een microfoon of groeftaster) toegevoerd tussen emitter en basis en beïnvloedt dan het aantal gaten dat van de emitter op de basis overgaat. Een daarmee in verhouding staande variatie in de stroom van emitter naar collector is daarvan het gevolg en het is deze stroomvariatie, die het versterkte uitgangssignaal van de transistor voortbrengt.

SAMENVATTING

1. Een triode is een drie-elektrodenbuis, waarbij tussen katode en anode een stuurrooster is aangebracht.
2. De anodestroom kan worden gevarieerd door een variërende spanning tussen rooster en katode aan te leggen.
3. Het gedrag van de triode wordt hoofdzakelijk bepaald door drie karakteristieke grootheden:
   a. De inwendige weerstand R_i

   $R_i = \frac{\triangle V_a}{\triangle I_a}$ (bij een constante roosterspanning)

   b. De steilheid S

   $S = \frac{\triangle I_a}{\triangle V_g}$ (bij een constante anodespanning)

   c. De versterkingsfactor μ

   $\mu = \frac{\triangle V_a}{\triangle V_g}$ (bij een constante anodestroom)
4. Tussen deze drie grootheden bestaat een vast verband, dat bekend is als de wet van Barkhausen:

$$\mu = R_i \times S.$$

5. De I_a/V_g- en I_a/V_a-karakteristieken van een radiobuis geven het verband weer van de anodestroom en de roosterspanning, resp. anodespanning.
6. Zodra in de anodeleiding van een triode een weerstand wordt opgenomen, kan de z.g. statische karakteristiek niet meer worden gebruikt. In dit geval moet men gebruik maken van de dynamische karakteristiek, waarvan de steilheid S_d gelijk is aan:

$$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a}.$$

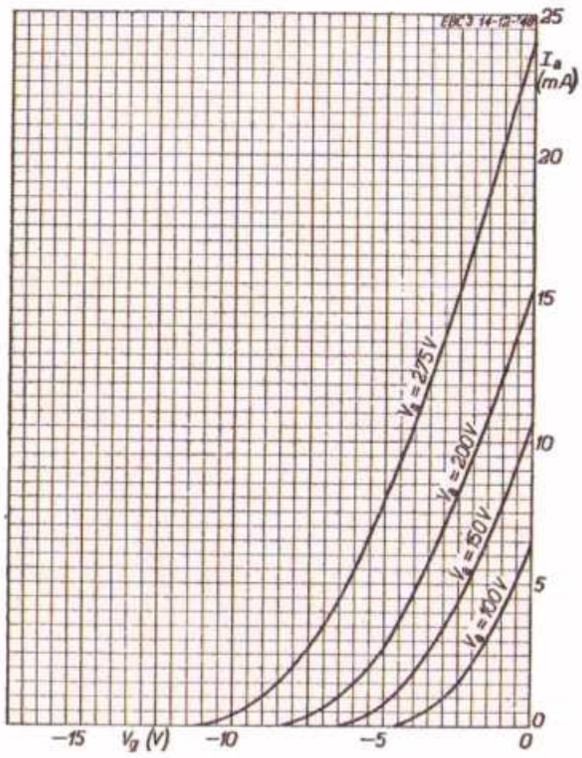
7. De triode wordt o.a. gebruikt voor het versterken van wisselspanningen. De versterking G is dan gelijk aan:

$$G = \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \mu$$

8. Als versterker gebruikt, kan men de buis beschouwen als een spanningsgenerator, waarvan de EMK gelijk is aan μV_g, waarop is aangesloten de serieschakeling van de inwendige weerstand R_i en de uitwendige belastingsweerstand R_a.

OPGAVEN

1. Leid uit onderstaande I_a/V_g-karakteristieken de drie grootheden, S, R_i en μ van de betreffende triode af.
2. Hoe groot wordt de dynamische steilheid van de buis uit vraag 1, als de uitwendige belastingsweerstand 50 kΩ is?
3. Hoe groot wordt de versterking van deze buis met $R_a = 50$ kΩ?
4. Van een radiobuis met een steilheid van 5 mA/V verandert de roosterspanning 2 V. Hoeveel verandert de anodestroom?
5. Als in fig. 79 van dit hoofdstuk $R_1 = 50$ kΩ en $R_2 = 100$ kΩ, terwijl de batterijspanning 15 V is, welke spanning staat dan tussen de punten a en b en hoe is de polariteit van deze spanning?



ANTWOORDEN

Hoofdstuk 1

1. De frequentie van de zender is:

$$f = \frac{300.000.000}{50} = 6.000.000 \text{ Hz} = 6 \text{ MHz}.$$

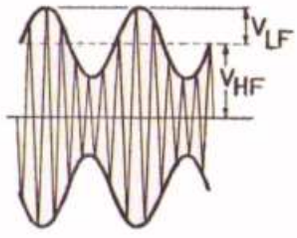
2. De golflengte is:

$$\frac{300.000.000}{5.000.000} = 6 \text{ m}.$$

3. De modulatiediepte m is:

$$m = \frac{V_{LF}}{V_{HF}} \times 100\% = \frac{4}{10} \times 100\% = 40\%.$$

Het beeld van deze gemoduleerde draaggolf is nu:



4. De amplitude van de L.F.-trilling is bij 60% modulatiediepte:

$$0{,}6 \times 10 = 6 \text{ V}$$

t. De impedantie van een seriekring in resonantie is gelijk aan de verliesweerstand, dus 5 Ω.
De stroom I is dus:

$$\frac{0{,}1}{5} = 0{,}02 \text{ A} = 20 \text{ mA}.$$

Hoofdstuk 2

1. Voor het vergroten van het meetbereik van 0 — 1 mA tot 0 — 10 mA, moet parallel aan de meter een shunt-weerstand worden geschakeld. Men kan deze weerstand berekenen met de formule:

$$R_p = \frac{R_m}{n\text{-}1},$$

$$n = \frac{10}{1}.$$

$$\text{Dus: } R_p = \frac{5}{10\text{-}1} = \frac{5}{9}\,\Omega = 0{,}58\ \Omega.$$

De volledige uitslag van de meter wordt verkregen bij een spanning van

$$\frac{1}{1000} \times 5 = \frac{5}{1000} = 0{,}005\ \text{V}.$$

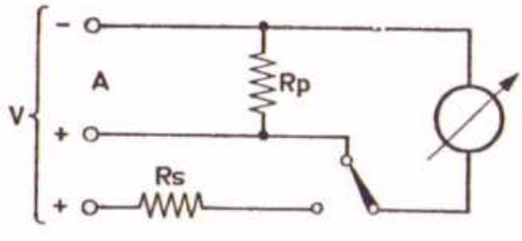
Het spanningsmeetbereik moet worden vergroot tot 50 V. De hiervoor nodige serieweerstand berekent men uit de formule

$$R_s = (n\text{-}1)\ R_m.$$

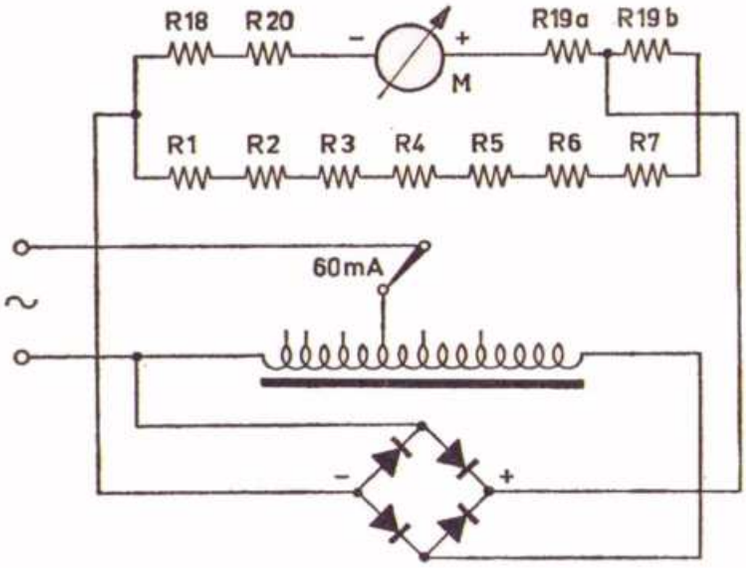
$$\text{waarin } n = \frac{50}{0{,}005} = 10.000$$

$$\text{Dus: } R_s = (10.000\text{-}1)\ 5 = \text{ca. } 50.000\ \Omega.$$

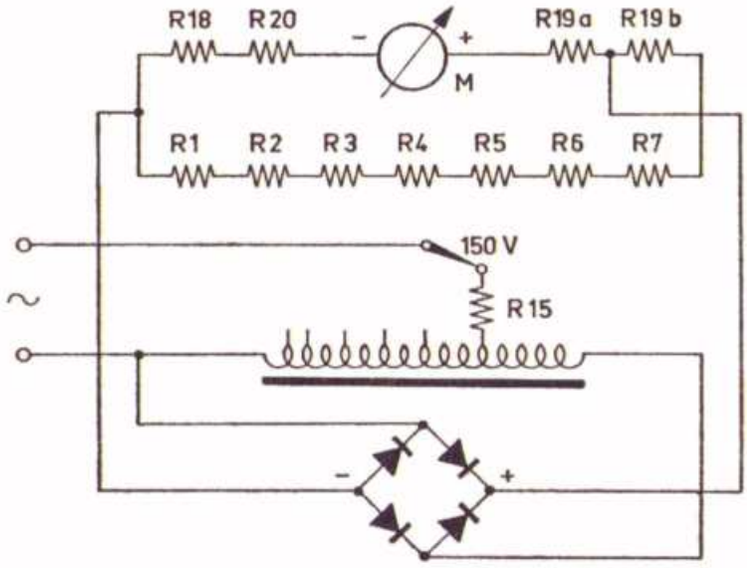
Het schema in zijn eenvoudigste vorm is:



2


R18
R20
–
+
M
R19a
R19b
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
60mA
–
+

3


R18
R20
–
+
M
R19a
R19b
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
150 V
R15
–
+

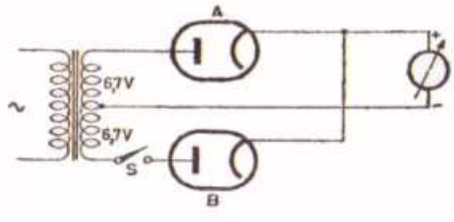
Hoofdstuk 3

1. De totale spanning van de in serie geschakelde gloeispanningen is:
$$19 + 12{,}6 + 14 + 45 + 38 = 128{,}6\ \text{V}$$
Over de serieweerstand komt dus een spanning te staan, die gelijk is aan $220 - 128{,}6 = 93{,}4$ V.
De stroom door de weerstand is 100 mA = 0,1 A, zodat de waarde van de weerstand moet zijn: $R = \frac{91{,}4}{0{,}1} = 914\ \Omega$.
Het vermogen, waarvoor deze weerstand geschikt moet zijn is minstens
$$W = V \times I = 91{,}4 \times 0{,}1 = 9{,}14\ \text{W}.$$

2. De EAF 42 heeft 6,3 V gloeispanning (wisselstroom- of accuvoeding); het is een diode-penthode in Rimlock-uitvoering.
De UL 41 is een buis voor gelijkstroom-/wisselstroomvoeding met een gloeistroom van 100 mA. Het is een pentode-eindbuis in Rimlock-uitvoering.
De DL 96 is een batterijbuis met een gloeispanning van 1,4 V. Het is een eindbuis in miniatuur uitvoering.
De EF 80 is een wisselstroombuis met 6,3 V gloeispanning. Het is een pentode in Noval-uitvoering.
De UCH 81 is een buis voor gelijkstroom/wisselstroomvoeding met een gloeistroom van 100 mA. Het is een triode-hexode in Noval-uitvoering.

3. Uit de temperatuurkromme T is te zien (2 toppen boven en beneden de nullijn), dat de bromspanning een tweemaal zo hoge frequentie zal hebben als die van de gloeistroom, dus $2 \times 50 = 100$ Hz.

4.



Hoofdstuk 4

1. De voordelen van dubbelfazige gelijkrichting ten opzichte van enkelfazige gelijkrichting zijn:
   a) Kleinere rimpelspanning
   b) Dubbele frequentie van de rimpelspanning, waardoor bij dezelfde waarden van de elementen van het afvlakfilter een betere afvlakking wordt verkregen dan met enkelfazige gelijkrichting.

2. De totale lengte van de draad op de smoorspoel is 2500 × 15 cm = 37.500 cm = 375 m.
   De weerstand van deze draad is:

$$R = \frac{\text{soortg. weerstand} \times \text{lengte (in m)}}{\text{doorsnede (in mm}^2\text{)}}$$

   De doorsnede is $\frac{1}{4} \times 3{,}14 \times 0{,}15 \times 0{,}15 = 0{,}0175$ mm²

$$R = \frac{0{,}0175 \times 375}{0{,}0175} = 375\ \Omega.$$

   Over de smoorspoel ontstaat dus een spanningsverlies.

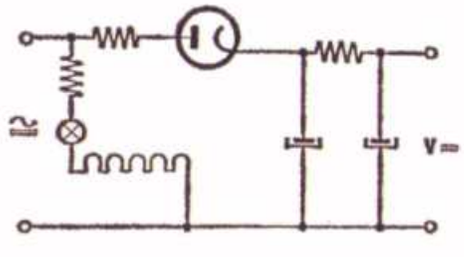
$$V = I \times R = \frac{60}{1000} \times 375 = 22{,}5\ \text{V}.$$

3. De weerstand van de draad op de transformator is

$$R = \frac{0{,}0175 \times 650}{0{,}08} = \text{ca. } 142\ \Omega.$$

   Het spanningsverlies in de transformatorwikkeling wordt dus $\frac{58}{1000} \times 142 = \text{ca. } 8$ V.
   De klemspanning wordt dus ongeveer 450 — 8 = 442 V.

4.



Hoofdstuk 5

1. Trekken we in de I_a/V_g-karakteristieken een driehoek ABC, (zie onder), dan volgt hieruit:

$$\text{de steilheid } S = \frac{\triangle V_g}{\triangle I_a} = \frac{8}{2{,}4} = 3{,}33 \text{ A/V}$$

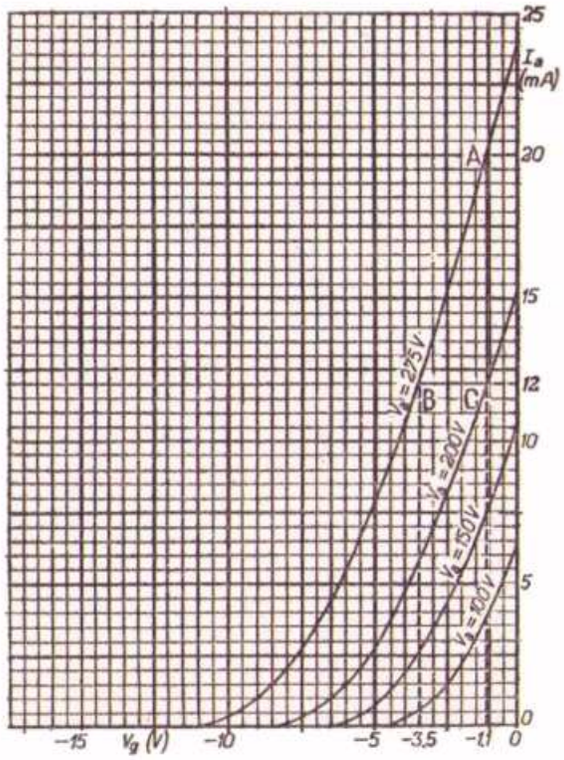
$$\text{de inwendige weerstand } R_i = \frac{\triangle V_a}{\triangle I_a} = \frac{75}{\frac{8}{1000}} = \frac{75000}{8}\ \Omega = 9{,}4\ \text{k}\Omega$$

$$\text{de versterkingsfactor } \mu = \frac{\triangle V_a}{\triangle V_g} = \frac{75}{2{,}4} = 31$$

De versterkingsfactor zou ook met behulp van de wet van Barkhausen kunnen worden berekend:

$$S \times R_i = \mu = \frac{3{,}33}{1000} \times 9400 = 31$$

Voor een lager gedeelte van de karakteristiek krijgen deze grootheden andere waarden, omdat daar de karakteristiek minder steil is.



2. De dynamische steilheid $S_d = S \dfrac{R_i}{R_i + R_a}$

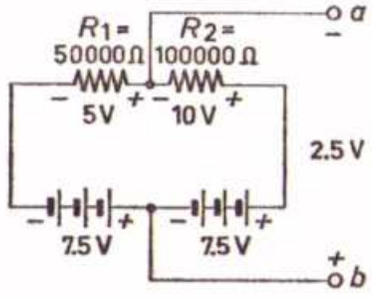
$$\text{Dus: } S_d = 3{,}33 \times \frac{9400}{9400 + 50.000} = 0{,}5 \text{ mA/V}$$

3. De versterking van de buis is:

$$G = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} = 31 \times \frac{50000}{9400 + 50.000} = 26$$

4. Aangezien $S = \dfrac{\triangle I_a}{\triangle V_g}$, is $\triangle I_a = S \times \triangle V_g$.
Dus: $\triangle I_a = 5 \times 2 = 10$ mA.

5. De spanningsverdeling over de weerstanden R_1 en R_2 wordt als in onderstaande figuur is aangegeven.
Er staan tussen de punten *a* en *b* twee spanningen in oppositie: de spanning over R_2 van 10 V en de halve batterijspanning van 7,5 V. De totale spanning wordt dus 2,5 V. De polariteit van deze spanning wordt bepaald door de polariteit van de spanning van 10 V.



RADIO-SERVICETECHNIEK

Radio-servicetechniek is de verzamelnaam
voor 6 op elkaar volgende delen, die tot doel hebben
een handleiding te vormen voor het repareren
van radio-ontvangers.

De boeken zijn in zéér eenvoudige taal geschreven.
Elk deel behandelt een bepaald onderwerp.
Na ieder hoofdstuk volgen een korte samenvatting
en een aantal vragen over de behandelde stof,
waaraan de lezer zijn kennis kan toetsen.
De theoretische principes zijn behandeld
voorzover dit noodzakelijk is.

Een duidelijk inzicht wordt gegeven
in de werking van een radio-ontvangtoestel,
in het lezen van radiotechnische schema's,
in het gebruik van meetapparaten, in het opsporen en repareren
van de meest voorkomende defecten, enz.

Achtereenvolgens verschijnen

K 4. GELIJKSTROOM EN MAGNETISME
K 5. WISSELSTROOM EN AKOESTIEK
K 6. ELEKTRONENBUIZEN
K 7. L.F. VERSTERKING
K 8. MEETINSTRUMENTEN
K 9. FOUTZOEKEN IN RADIO-ONTVANGERS